

# radioelektronik

**AUDIO** *hi-fi* **VIDEO**

**re**

**9/97**

cena 4,40 zł

# Panasonic

## Potęga obrazu



## NV-SD420



# radioelektronik

## AUDIO hi-fi VIDEO

WRZESIEŃ • ROCZNIK XLIX (220) 9 '97

W numerze:

<b>Z KRAJU I ZE ŚWIATA</b> ..... 2	<b>TECHNIKA RTV</b> ..... 34
<b>MIERNICTWO</b> ..... 4	Zabezpieczanie nagrań VHS przed kopiowaniem ..... 34
Tensometry – elektryczne czujniki siły ..... 4	
Modułowy system pomiarowy HM 8000 .... 6	
<b>KLUB</b>	
<b>MŁODEGO ELEKTRONIKA</b> ..... 10	<b>Z PRAKTYKI</b> ..... 36
Telefonia komórkowa ..... 8	Miernik wartości skutecznej ..... 36
Układ sprzęgający z izolacją galwaniczną ..... 13	
<b>PORADNIK ELEKTRONIKA</b> ..... 16	<b>OD... I DO CZYTELNIKÓW</b> ..... 39
Kompresja cyfrowego sygnału wizyjnego (3) ..... 16	Tuner AS946 jeszcze inaczej ..... 39
<b>PODZESPOŁY</b> ..... 18	<b>RÓŻNE</b> ..... 40
Potencjometry elektroniczne (2) ..... 18	Krajowa elektronika na Targach Poznańskich ..... 40
AD797 – wzmacniacz operacyjny o małych szumach ..... 21	
<b>ELEKTRONIKA W PRZEMYSŁE</b> .. 23	<b>AKTUALNOŚCI</b> ..... 43
Wybrane moduły systemu InterBus-S ... 23	<b>POZNAJEMY SPRZĘT</b> ..... 44
Pomiary i czujniki temperatury ..... 26	Wzmacniacz A-9510 firmy ONKYO ..... 44
	Telewizor w komputerze – karta AVer FunTV-Lite ..... 46
<b>ELEKTRONIKA W RÓŻNYCH ZASTOSOWANIACH</b> ..... 29	<b>NA RYNKU AV</b> ..... 48
Zegar-termometr z mikrosterownikiem MSP430 ..... 29	Amplitunery ..... 48
Usprawnienie bezpiecznika elektronicznego ..... 31	<b>OCENY UŻYTKOWNIKÓW</b> ..... 50
	Słuchawkowy zawrót głowy ..... 50
<b>SCHEMATY I SERWIS</b> ..... 32	Kamera wideo GR-DVM1 ..... 53
Wzmacniacz A-9510 – stopień mocy .... 32	<b>PORADY</b> ..... 56
	Zewnętrzna antena do odbiornika FM ..... 56

### Pismo FSNT i SEP

ADRES: Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video"  
ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa, tel. (022) 831-46-21,  
0-601-62-18-24, tel./fax (022) 831-93-37.

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nac. – inż. Janusz Justat,  
z-ca red. nac. – doc. dr inż. Michał Nadachowski, z-ca red.  
nac. – mgr inż. Jerzy Justat, sekr. red. – mgr inż. Maria  
Tronina, redaktorzy działów: mgr inż. Maciej Feszczyk,  
dr inż. Jerzy Frydrychowicz, Eugenia Grudzińska, mgr inż.  
Seweryn Kobyliński, mgr inż. Leon Kossobudzki, inż. Maria  
Łopuszniak, mgr inż. Cezary Rudnicki

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy  
sobie prawo skracania i adiacji nadesłanych artykułów.  
© Copyright by Radioelektronik sp. z o.o., Warszawa, 1997 r.  
Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień zamieszczone w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu. Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" jest dozwolony po uzyskaniu zgody Redakcji. Za treść ogłoszeń Redakcja nie ponosi odpowiedzialności.

### Wydawca:

RADIOELEKTRONIK Spółka z o.o.  
ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa  
e-mail: radelek@pol.pl



Stali współpracownicy: doc. mgr inż.  
Aleksander Witort, mgr inż. Leszek Halicki,  
mgr inż. Mirosław Gieron, mgr inż. Krystyna  
Prószyńska  
Laboratorium: mgr inż. Cezary Rudnicki  
Sekretariat: Ewa Wiśniewska  
Redaktor techniczny: Beata Włodarczyk  
Projekt graficzny: Jacek Ostaszewski  
DTP: mgr inż. Krzysztof Węgrzycki



Nakład  
63000 egz.

Druk: :  
Zakłady Graficzne Spółka z o.o.  
ul. Okrzei 5, 64-920 Piła  
Cena 4,40 zł

Na okładce: Reklama firmy Panasonic



rodzy Czytelnicy

Jak daleko sięgnąć pamięcią "Radioelektronik", a jeszcze wcześniej "Radioamator i Krótkofalowiec", pomagał w poszerzaniu wiedzy o elektronice i jej coraz szerszych zastosowaniach. Naszą specjalną opieką otaczaliśmy studentów i uczniów. Z bogatej korespondencji jaką prowadzimy z tą grupą Czytelników wiemy, że bardzo pomocne są zarówno opisy konkretnych układów, często służące jako tematy prac dyplomowych, jak i artykuły o konstruowaniu układów, a także o zastosowaniach podzespołów. Tym celem służy przede wszystkim dział "Klub Młodego Elektronika" – "KME". Zdajemy sobie sprawę, że podręczniki nie poruszają wszystkich zagadnień i ze względu na długi cykl produkcyjny nie są w stanie dostarczyć najnowszych informacji. Postanowiliśmy w związku z tym rozszerzyć "KME" grupując w nim działy tematyczne:

- ☐ Układy dla każdego
- ☐ Sięgamy do podstaw
- ☐ Konstruowanie

W tym numerze są reprezentowne dwa pierwsze działy. Układ sprzęgający z izolacją galwaniczną umożliwia np. bezpieczne nagrywanie na magnetofon ścieżek dźwiękowych filmów i telewizyjnych programów muzycznych, z telewizorów starszego typu, które mają chassis połączone z siecią 220 V.

Oprócz tego "sięgamy do podstaw" telewizji komórkowej. W następnym numerze "sięgamy do podstaw" wzmacniaczy operacyjnych, a oprócz tego zamieścimy opis generatora melodii – "cyfrowej" pozytywki.

Prosimy naszych niezawodnych Czytelników o pomoc w dobieraniu tematów do "KME" – piszcie co Was interesuje, co chcecie, aby się w tym dziale znalazło. Postaramy się Wasze prośby szybko realizować.

Życzę przyjemnej i pożytecznej lektury.

Naczelny Redaktor

Janusz Justat



## OSTRE WEJŚCIE ERICSSONA



W dniu 26 czerwca br. Ericsson zaprezentował po raz pierwszy w Polsce dwa nowe modele telefonów GSM. Uczynił to osobiście nowy (od 1 kwietnia 1997) prezes Ericssona - p. Kaj Juul-Pedersen, wspierany przez dyrektora sprzedaży na Europę Środkową p. Thomasa Anderfelta, co może świadczyć, jak wielką wagę przywiązuje zarząd koncernu (działającego w 130 krajach i zatrudniającego 95 000 osób) do naszego rynku. Telefon GH688 - ulepszenie znanego GH388 - jest przeznaczony dla osób bardzo ruchliwych. Jest on wyposażony w pełny komplet funkcji GSM Phase 2, w tym pełną obsługę transmisji danych i faksów, konferencje. Ma dwie odrębne linie w jednym telefonie (można mieć oddzielne rozliczenie dla firmy i prywatne), automatyczne powtarzanie, informację o kosztach rozmowy. Pamięć umożliwia zgromadzenie 99 numerów z nazwiskami, niezależnie od dodatkowej pamięci na karcie SIM (małej). Ma 14 rodzajów sygnału wywoławczego z możliwością skomponowania własnego. Akumulator High Performance (4 V) o bardzo dużej pojemności umożliwia 6 godzin rozmowy lub 100 godzin gotowości. Telefon jest wyposażony w duży, 3-liniowy wyświetlacz matrycowy. Jest lekki, masa 160 g, rozmiary 130x49x23 mm (19 mm z akumulatorem Ultra Slim). Telefon GA628 jest prosty w obsłudze. Ma wymienne płyty czołowe (15 wersji wzorniczych) i mikroanteny (5 różnych kolorów), 50 pozycji pamięci i dodatkową na małej karcie SIM. Generuje 11 różnych sygnałów zgłoszenia (w tym 7 melodii). Ma automatyczną blokadę klawiatury. Zasilany 4 V akumulatorem High Capacity zestawu podstawowego umożliwia do 5 godzin rozmowy i 83 godzin oczekiwania. Telefon ma wyświetlacz z jedną linią znaków (12) i linią ikon i 11 rodzajów jednopozycyjnego menu sterowania w 11 językach. Jest w nim także blokada połączeń, informacja o kosztach rozmowy, przesyłanie, zawieszanie rozmowy i oczekiwanie na połączenie. Jest to - można powiedzieć - wersja młodzieżowa telefonu - jeden z najłatwiejszych do obsługi telefonów GSM Ericssona.



(lk)

## WEB TV, CZYLI INTERNET W TELEWIZJI

Założona w czerwcu 1995 r. sieć Web TV (Web TV Network), której fundatorami byli: Stev Perlman, Bruce Leak and Phil Goldman udostępnia wysokiej jakości usługi internetowe posiadaczom odbiorników telewizyjnych. Na dorocznym kongresie Krajowego Stowarzyszenia Nadawców (National Association of Broadcasters) w Las Vegas, 6 kwietnia br., Microsoft ogłosił podpisanie ostatecznego porozumienia o nabyciu udziałów w sieci Web TV (Web TV Network) za kwotę około 425 milionów USD. "Partnerstwo z Web TV Network podkreśla naszą strategię w zakresie dostarczania odbiorcom możliwości korzystania z Internetu, jednocześnie z wyłanianiem się form cyfrowego przekazu" - powiedział Bill Gates, szef Microsoftu. Sieć Web TV udzieliła licencji na produkcję przystawek abonenckich (Set Top Box) firmom Philips Consumer Electronics i Sony Electronics. Przystawki abonenckie umożliwiają telewizjom interaktywne „żeglowanie” po Internecie przy wykorzystaniu jedynie zespołu zdalnego sterowania. W czasie krótkiego wystąpienia do członków Krajowego Stowarzyszenia Nadawców, wiceprezes firmy Microsoft Craig Mundie skomentował, że „nabycie udziałów jest wynikiem tego, iż obaj partnerzy, Sieć Web TV i Microsoft, widzą przed sobą wielką szansę - szansę dostarczenia odbiorcom lepszych telewizorów nowej generacji”.

(cr)

## COŚ SIĘ CIĄGLE DZIEJE W ELEKTRONICZNYM ŚWIATKU

Kolejna wielka firma wycofała się z telewizyjno-radiowego biznesu. Jest nią Siemens, który zrobił to od 1 stycznia br. Personel zakładów, produkujących w ograniczonym już zakresie sprzęt RTV, przeszedł do działu Siemens Elektrogerate. Serwis będą dalej prowadzić jego dotychczasowe autoryzowane serwisy. Firma koncentruje się na elektronice profesjonalnej, gdzie są naprawdę duże pieniądze.

Znany producent taśm wideo i audio - firma BASF (Badische Anilin und Soda Fabrik) - został wykupiony przez koreańską firmę Kohag. Ceny zakupu w komunikacie nie podano. Marka BASF będzie używana jeszcze przez 5 lat, potem będzie inna.

Zbieramy owoce zniszczenia zaplecza naukowo-badawczego elektroniki. Trochę poniewczasie, z publikacji Business Central Europe dowiedzieliśmy się o podjętej w końcu

1996 r. decyzji Daewoo Electronics: wszystkie prace badawczo-rozwojowe firma będzie prowadzić w krajach zachodnich, gdzie są wykwalifikowani fachowcy z doświadczeniem zarówno w pracach badawczych, jak i w przemyśle. W krajach Europy środkowej i wschodniej będzie tylko produkcja, czyli to, co powyżej kwalifikowanych specjalistów nie angażuje. Mają prawo - badania to zadanie firmy i organizuje je tak, aby było to możliwie najbardziej opłacalne. My jednak tracimy szansę na wzbogacenie wiedzy, zwłaszcza że żadnych zachęt w kierunku zmiany tej sytuacji Polska nie czyni. Nic dziwnego, że zredukowani fachowcy przestawili się na sposoby zarabiania odległe od elektroniki lub wyemigrowali. I choć produkcja to nowe miejsca pracy, podatki i doraźne łatanie sytuacji budżetowej i społecznej, to na dłuższą metę brak zaplecza badawczego pogłębia nasze zacofanie.

(lk)

## TARGI INNOVATION

W dniach 17+20 września br. odbędą się w Lipsku międzynarodowe targi poświęcone innowacjom w technice. Będą one doskonałym forum międzynarodowej, interdyscyplinarnej wymiany poglądów o najnowszych osiągnięciach technologicznych. Ludzie nauki, techniki i biznesu spotykają się w Lipsku, aby pomóc przekształ-

cić pomysły w produkty rynkowe. Głównymi tematami targów i towarzyszącego im kongresu będą: automatyka i robotyka, biotechnologia oraz nowe materiały. Jedną z idei przyswiecających uczestnikom imprezy będzie myśl sławnego przemysłowca Henry Ford: "Staje się starcem ten, kto przestaje się uczyć".

(mn)



## DOBRY ROK DLA SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

W 1996 r. dochody netto firmy wyniosły 4,12 miliarda USD, a zysk netto 625,5 mln USD. Na inwestycje wydano 1,1 mld USD (27,3% dochodów), na badania i rozwój 532,3 mln USD (12,9% dochodów). W obrocie giełdowym znajduje się 30,6% kapitału firmy. Firma rozwija się. Niedawno poinformowano o budowie dwóch kolejnych fabryk submikronowych struktur półprzewodnikowych na płytkach 8-calowych. Jedną będzie w Singapurze, drugą we Włoszech. Wsparą one już istniejące fabryki struktur w Crolles (Francja) i Phoenix (Arizona, USA). Rusza produkcja w nowym zakładzie w Katanii (Sycylia) i trwa rozbudowa, produkującego mikroprocesory ST62, zakładu w Rousset koło Marsylii (Francja). SGS-Thomson zatrudnia 26 000 osób, posiada 9 jednostek badawczo-rozwojowych, 31 ośrodków projektowo-aplikacyjnych oraz 17 zakładów produkcyjnych. Centrala firmy mieści się w Saint Genis (Francja) koło Genewy (tuż przez granicę). Tam znajduje się centrum serwisowe i centrala na Europę. W ofercie firmy jest ok. 3000 typów podzespołów półprzewodnikowych. Wśród nich są układy dedykowane (z przeznaczeniem do określonych zastosowań, jak np. w *set-top-boxach*, modemach czy statecznikach świetłówek itd., sprzedawane na szerokim rynku), mikroprocesory i inne elementy programowane (w tym układy dla logiki rozmytej, czyli *fuzzy logic*), podzespoły *Semicustom* (projektowane na bazie bibliotek komórek podstawowych w celu spełnienia wymagań określonego klienta) oraz wielki asortyment pamięci (SGS-Thomson jest największym na świecie dostawcą nieulotnych pamięci EPROM oraz EEPROM i pamięci Flash na jednej strukturze). (lk)

## SCOPEMETER 123

Na rynku pojawił się nowy uniwersalny, wielofunkcyjny miernik przemysłowy ScopeMeter 123 firmy Fluke (fot.). Jest to pierwszy przyrząd podręczny (masa 1,1 kg) łączący w sobie funkcje oscyloskopu, miernika i rejestratora. Jedną z jego zalet jest łatwe uzyskiwanie na wyświetlaczu kilku stabilnych przebiegów czasowych bez konieczności regulacji pokrętkami i przyciskami. Wszystkie ustawienia są dokonywane automatycznie mikroprocesorem. W celu ułatwienia korzystania z przyrządu wprowadzono w nim dodatkową końcówkę do pomiarów pojemności i rezystancji, która dzięki dodatkowemu ekranowaniu chroni sygnał pomiarowy przed wpływem zakłóceń. W przyrządzie uzyskuje się jednocześnie wyświetlanie przebiegów czasowych (funkcja oscyloskopu) i wyników pomiarów (funkcja miernika uniwersalnego). Użytkownik przez proste menu ma dostęp do 26 podstawowych funkcji miernika i oscyloskopu. Typowe wielkości mierzone to: napięcie (stałe, wartość skuteczna i szczytowa), prąd, czas, częstotliwość, współczynnik wypełnienia, faza, temperatura, rezystancja, pojemność. Oscyloskop ma pasmo 20 MHz. Dwukanałowy rejestrator typu TrendPlot ułatwia wykrywanie kierunków zmian wielkości mierzonych oraz pomiary bez udziału użytkownika (np. poza godzinami pracy).

Przyrząd ScopeMeter 123 wyposażono w wyświetlacz ciekłokrystaliczny o bardzo dobrej jasności świecenia. Zasilany jest akumulatorem NiCd zapewniającym 5 godzin ciągłej pracy. W pamięci trwałej może rejestrować dwa przebiegi czasowe oraz do 10 ustawień parametrów wybranych przez użytkownika. Ma interfejs RS-232 do współpracy z drukarką i komputerem. Jest najnowszym z serii przyrządów typu „scope-meter” oferowanych przez Fluke’a.

(mn)



## PRENUMERATA ReAV

Prenumeratę na dowolny okres można zamówić w Zakładzie Kolportażu Wydawnictwa SIGMA NOT Sp. z o.o.

00-950 Warszawa, skr. poczt. 1004,  
tel. 40-00-21 w. 295, 40-35-89  
wpłacając odpowiednią kwotę  
na rachunek

PBK SA III O/Warszawa 11101024-1573-2720-3-28

Cena prenumeraty  
półrocznej (numery 7-12/97) - 26,40 zł  
na IV kwartał wynosi 13,20 zł

Cena prenumeraty z wysyłką za granicę jest o 100% wyższa od krajowej. Dla osób zamawiających za granicą cena jednego zeszytu wynosi 3 \$.

Numery archiwalne Radioelektronika Audio Hi-Fi Video (z lat 1991-1996) wysyła za zaliczeniem pocztowym Zakład Kolportażu Wydawnictwa SIGMA NOT Sp. z o.o. 00-950 Warszawa, skr. poczt. 1004, po otrzymaniu pisemnego zamówienia.

Istnieje również możliwość zamówienia prenumeraty w "RUCH" S.A. (w cenie kioskowej) na okresy co najmniej kwartalne.

Wpłaty na prenumeratę krajową przyjmują:

— jednostki kolportażowe "RUCH" S.A. właściwe dla miejsca zamieszkania lub siedziby prenumeratora  
— "RUCH" S.A. Oddział Krajowej Dystrybucji Prasy, 00-958 Warszawa, ul. Towarowa 28, konto PBK S.A. XIII Oddział Warszawa 11101053-16551-2700-1-67.

Wpłaty na prenumeratę zagraniczną przyjmują:

"RUCH" S.A. Oddział Krajowej Dystrybucji Prasy, konto jak wyżej.  
Cena prenumeraty ze zleceniem dostawy za granicę jest o 100% wyższa od krajowej.  
Dostawa odbywa się pocztą zwykłą w ramach opłaconej prenumeraty z wyjątkiem zlecenia dostawy pocztą lotniczą, której koszt w pełni pokrywa zleceniodawca.  
Na I kwartał 1998 roku prenumeratę w "RUCH-u" należy zamówić do 5 grudnia.

Radioelektronika można zaprenumerować na okres nie krótszy niż kwartał w urzędach pocztowych oraz u doręczycieli (na wsi i w miejscowościach, gdzie dostęp do urzędu pocztowego jest utrudniony).  
Na I kwartał 1998 roku prenumeratę należy zamówić do 30 listopada.

## W NASTĘPNYCH NUMERACH ReAV

Elektroniczne światło

Lampy bezelektrodowe

Inteligentne oświetlenie inteligentnego  
budynku

Pozytywka

Przegląd telewizorów z systemem NICAM

Radio w komputerze



**Przedstawiamy krótką charakterystykę tensometru – czujnika stosowanego powszechnie w wagach elektronicznych.**

### Pomiary siły

Wśród pomiarów wielkości nieelektrycznych pomiary siły należą do trudniejszych ze względu na skomplikowane metody i procedury montażu czujników. Elektryczne czujniki odkształcenia mechanicznego, a więc także proporcjonalnych do niego wielkości: naprężenia, siły, ciężaru są nazywane tensometrami. Najczęściej są one stosowane w pomiarach:

- naprężeń mechanicznych, np. elementów konstrukcyjnych budowli (mostów, kominów),
- ciężaru – w węgach lub siłomierzach,
- ciśnienia w przetwornikach membranowych,
- momentów obrotowych, np. na wałach silników,
- odkształceń (ugięć),
- ruchu drgającego w akceleratorach,
- natężeń przepływu przez pomiar parcia.

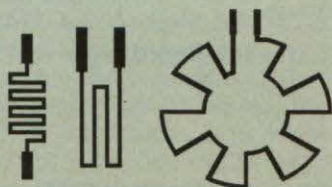
Dokładności pomiarów tensometrycznych nie są duże, osiągają wartość 1% (maksymalnie 0,1%). Możliwe są pomiary w szerokim zakresie sił, bo  $10^{-1} \div 10^7$  N. Obecnie najczęściej stosuje się oporowe przetworniki tensometryczne działające na zasadzie zmian rezystancji przewodnika metalowego poddanego obciążeniu mechanicznemu. Zmiana rezystancji tensometru wynika z zależności:

$$R = \rho \cdot L/S$$

w której:

$\rho$  – rezystancja właściwa materiału, którego wykonano tensometr,  
 $L$  – długość,  
 $S$  – przekrój.

Tensometry są najczęściej wykonane jako elementy drutowe o kształtach meandrów, wężyków, kratek lub folii podłużnych, promieniowych lub kolistych (rys. 1). Są one naklejane na warstwy papieru lub specjalnej folii, a następnie na element podlegający obciążeniu mechanicznemu. Konstrukcja tensometru i sposób jego umieszczenia na elementach zależy od zastosowania. Poprawne naklejanie



Rys. 1. Typowe tensometry metalowe

# Tensometry - elektryczne czujniki siły

tensometrów polega m.in. na umieszczeniu ich w takich miejscach, aby następowała kompensacja wpływów cieplnych, gdyż oprócz niedużych zmian rezystancji pod wpływem odkształceń istnieje także silny wpływ zmian temperatury. Tensometry wykonywane są z konstantanu, nichromu, chromelu lub elinwaru. Do klejenia tensometrów stosuje się kleje nitrocelulozowe, polimeryzacyjne lub ceramiczne – zgodnie z zaleceniami producenta (odpowiednie kleje często są dołączane do tensometrów – po wyschnięciu nie zmieniają rozmiarów). Klejenie tensometrów powinno być tak przeprowadzone, aby nie powodować naprężeń tensometru, a element, na którym tensometr jest klejony, powinien być – jeżeli jest to możliwe – odciążony (znajdować się w pozycji spoczynkowej).

Oprócz niepożądanych wpływów temperatury, niekorzystne mogą być: pęcznienie (podłoża, kleju), zmienna rezystancja izolacji (wpływ wilgoci), duża częstotliwość zmian naprężeń oraz samonagrzewanie.

Rezystancje tensometrów metalowych mogą wynosić  $60 \div 1000 \Omega$ , najczęściej spotyka się tensometry o rezystancji  $100 \div 120 \Omega$ . Na przykład w tensometrze o rezystancji  $100 \Omega$  zmiana rezystancji  $20 m\Omega$  odpowiada (zgodnie z prawem Hooka) wydłużeniu względnemu 0,1%. W celu ograniczenia wpływu zmian temperatury w układach pomiarowych najczęściej stosuje się tensometry kompensacyjne (umieszczone w tych samych ramionach mostka pomiarowego). Elementy kompensujące muszą być oczywiście identyczne jak pomiarowe – wtedy wzrost rezystancji spowodowanych zmianą temperatury jest taki sam w obu tensometrach. Inne stosowane rodzaje tensometrów to półprzewodnikowe (o dużej czułości) i magnetyczne.

### Pomiary za pomocą tensometrów

Z powodu małych zmian rezystancji tensometru podczas obciążenia, w profesjonalnych układach przetwarzania stosuje się mostki, przede wszystkim zasilane zmiennoprądowo lub kompensatory napięcia zmiennego. W prostych układach przetwarzania można wykorzystać mostek stałoprądowy, np. Wheatstone'a (rys. 2). Względna zmiana rezystancji tensometru wskutek działania siły powodującej wydłużenie daje ostatecznie zmiany napięcia na przekątnej mostka. Sygnał ten jest proporcjonalny do przyłożonej siły i wynosi:

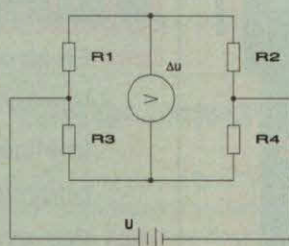
$$\Delta U = U \cdot (R_1/(R_1 + R_2) - R_3/(R_3 + R_4))$$

przy czym:  $R_1$  i  $R_2$  – rezystancje tensometrów umieszczonych odpowiednio na elementach poddawanych naprężeniom w celu kompensacji wpływu temperatury.

Rezystory  $R_3$  i  $R_4$  mogą być dokładnymi rezystorami o wartości równej rezystancji znamionowej tensometrów lub drugą parą tensometrów – w celu zwiększenia czułości mostka.

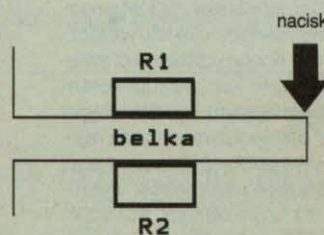
### Przykład elementu przetwornika tensometrycznego

Przedstawione dalej elementy do pomiarów masy (ciężaru) mogą być wykorzystywane np. w miernikach siły lub węgach. Są one produkowane m.in. przez firmę Lutron i oznaczane symbolem LD. Na specjalnej konstrukcji ze stopu aluminium naklejone są cztery tensometry w układzie pełnego mostka (rys. 3). W zależności od wielkości elementu (przeciętnie około  $8 \times 3 \times 2$  cm) i zastosowanych ten-

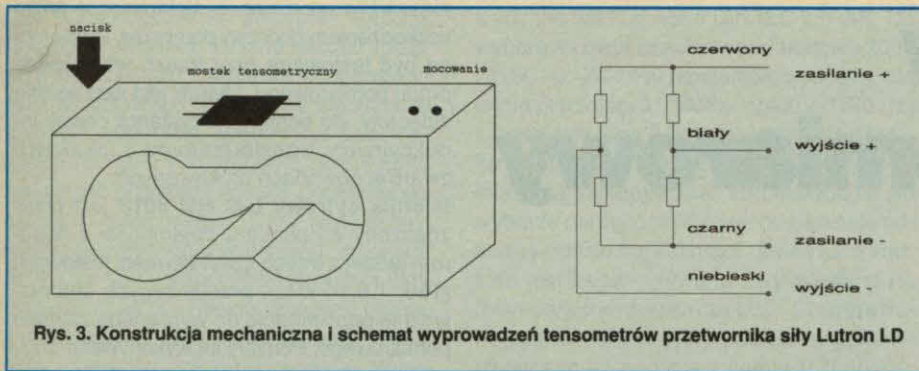


Rys. 2. Przetwornik do tensometrów z układem mostka Wheatstone'a

a – układ elektryczny, b – umieszczenie tensometrów na belce w celu kompensacji wpływu temperatury







Rys. 3. Konstrukcja mechaniczna i schemat wyprowadzeń tensometrów przetwornika siły Lutron LD

sometrów układ ten może mierzyć masy z zakresu 500 g (LD-500G), 2 kg (LD-0202), 10 kg (LD-1002) lub 50 kg (LD-50KG). Element nośny jest tak wykonany, aby można go było wygodnie zamocować z jednej strony, druga strona jest poddawana obciążeniu. Układ mo-

stka z tensometrami o wypadkowej rezystancji  $350 \Omega \pm 2 \Omega$  powinien być zasilany napięciem zmiennym lub stałym o wartości 5 V (maksymalnie 10 V). Mostek może pracować w temperaturze od  $0^\circ\text{C}$  do  $50^\circ\text{C}$  z nieliniowością  $\pm 0,05\%$ , histerezą  $\pm 0,1\%$  pełnej skali

przetwarzania. Maksymalne bezpieczne przeciążenie mechaniczne wynosi 150% zakresu, dopuszczalne zaś 300%. Układ można w prosty sposób zabezpieczyć przed zbyt dużym przeciążeniem mechanicznym przez zastosowanie blokady uniemożliwiającej nadmierne uginanie się elementu. Stała przetwarzania przy napięciu zasilania 5 V wynosi dla zakresów:

- 500 g i 2 kg: 0,4 mV/V
- 10 kg: 0,97 mV/V
- 50 kg: 1,41 mV/V

Czułość taka daje rozróżnialność obciążenia ok. 0,1 g dla zakresu 500 g i ok. 5 g dla zakresu 10 kg.

Miroslaw Gieroń

## LITERATURA

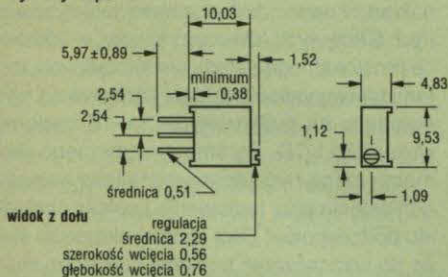
Styburski W.: Przetworniki tensometryczne, WNT, Warszawa 1976

## POTENCJOMETRY FIRMY



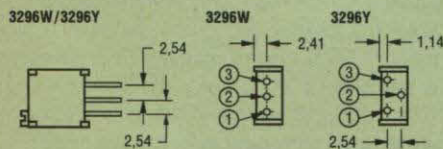
## Model 3296

wymiary wspólne



## ♦ Potencjometr 3296W, X, Y

Przy zakupie  
100 sztuk cena 2,22 PLN za sztukę  
5000 sztuk cena 1,90 PLN za sztukę



## ♦ Potencjometr 3006P

50 sztuk cena 1,36 PLN za sztukę  
5000 sztuk cena 1,17 PLN za sztukę

## ♦ Potencjometr 3362P, W, X

200 sztuk cena 1,52 PLN za sztukę  
5000 sztuk cena 1,30 PLN za sztukę

## ♦ Potencjometr 3224W

250 sztuk cena 5,64 PLN za sztukę  
1000 sztuk cena 4,85 PLN za sztukę

## ♦ Potencjometr 3540S-1

50 sztuk cena 24,57 PLN za sztukę  
250 sztuk cena 21,12 PLN za sztukę

## ♦ Potencjometr 3590S-1

50 sztuk cena 15,64 PLN za sztukę  
250 sztuk cena 13,46 PLN za sztukę

Ceny (bez VAT) kalkulowano według kursu 1 DM = 1,82 PLN.

## Pełna oferta firmy Bourns obejmuje:

Potencjometry montażowe: przewlekane, SMD, military, drabinki rezystancyjne, scalone filtry RC, rezystory zabezpieczające „surge resistor networks”, mikroprzełączniki w obudowach trymerów (kodowane i zwykłe), „DIP” przyciski („tact switches”), enkodery optyczne, enkodery optyczne w standardach przemysłowych,

potencjometry do montażu w płytach czołowych, potencjometry suwakowe, potencjometry precyzyjne, gałki do potencjometrów precyzyjnych, czujniki ciśnienia (szafirowe), telefoniczne transformatory linii, indukcyjności, transformatory wielkiej częstotliwości (w. cz.), rezystory SMD, styki modułowe.

W zestawach laboratoryjnych są dostępne: potencjometry, rezystory SMD, indukcyjności, bezpieczniki „multifuse”.

Autoryzowany dystrybutor na Polskę

**meditronik**  
części elektroniczne i komputerowe  
00-194 WARSZAWA, UL. DZIKA 4  
Tel. 635 22 63, 635 22 64, 635 23 37; Fax 635 21 95



# Modułowy system pomiarowy HM 8000

**Stosując modułowy system pomiarowy firmy Hameg można łatwo budować uniwersalne stanowiska pomiarowe zarówno przemysłowe, jak i laboratoryjne.**

**S**ystem HM 8000 jest zestawem przyrządów, składającym się z modułu podstawowego HM 8001-2 i grupy wymiennych urządzeń pomiarowych (modułów) w jednakowych obudowach umożliwiających dowolną konfigurację systemu pomiarowego. Tak zestawione stanowisko pomiarowe zajmuje mniej miejsca niż tradycyjne. Pionowo, jeden na drugim, można ustawić maksymalnie pięć modułów. Może być zestawiany z innymi urządzeniami serii HM 8100, jak np. oscyloskopy. Poszczególne moduły są lekkie, ponieważ nie zawierają zasilaczy.

Moduł podstawowy ma dwa wolne stanowiska na przyrządy pomiarowe zasilane niezależnymi izolowanymi od masy napięciami dostępnymi na złączach w stanowiskach modułu podstawowego. Maksymalna sumaryczna moc zasilania modułów wynosi 36 W. Jeżeli występuje większy pobór mocy, termiczny bezpiecznik transformatora zasilającego odłączy zasilanie do czasu ustania przyczyny zwiększonego poboru prądu. Moduły pobierają mniej niż 12 W mocy, wyjątek stanowi zasilacz HM 8040-2, którego pobór może wynieść do 30 W, dlatego zaleca się, aby w module pracował tylko jeden zasilacz. Moduł podstawowy HM 8001-2 może być w wersji z czterema gniazdami BNC, zamontowanymi na tylnej ścianie, co umożliwia przesyłanie sygnałów między modułem a urządzeniami zewnętrznymi. Dostępne napięcia zasilające zmienne 2 x 8 V (maks. 0,5 A) oraz stałe 2 x 5 V (maks. 1 A), 2 x 20 V (maks. 0,5 A). Odpowiednia wartość napięcia oraz polaryzacja są ustawiane programowo przez moduł wtykowy przyrządu pomiarowego.

Do wyboru jest 11 różnych urządzeń pomiarowych, przy użyciu których można zbudować dowolne stanowisko pomiarowe.

## Zasilacz HM 8040-2

Zasilacz ma trzy niezależne wyjścia regulowane w zakresie 2 · 0÷32 V (maks. 2 A) z płynną regulacją napięcia i prądu oraz jedno 2,7÷5,5 V (3 A) regulowane potencjometrem nastawnym (za pomocą śrubokręta). Zmiana zakresu prądowego następuje automatycznie przy zmianie napięcia wyjściowego. Na 3 i 1/2 cyfrowych wskaźnikach LED są jednocześnie wyświetlane aktualne wartości napięcia i prądu (z wyjątkiem wyjścia niskonapięciowego). Wszystkie wyjścia przyrządu są dołączane lub odłączane jednocześnie jednym przyciskiem i mogą pracować w szeregowym lub równoległym układzie połączeń.

## Multimetr cyfrowy HM 8011-3

Minimalny zestaw laboratoryjny szczególnie przydatny w szkołach to zasilacz i multimetr cyfrowy HM 8011-3. Umożliwia on pomiar napięcia i prądu stałego i zmiennego oraz rezystancji. Przyrząd ma 28 zakresów z 4 i 1/2 cyfrowym odczytem wyniku (maksymalne wskazanie 19999), z możliwością pomiaru wartości skutecznej. Maksymalna rozdzielczość zależy od funkcji i zakresu pomiarowego wynosi 10 µV, 10 nA, 10 mΩ, a maksymalne mierzone napięcie stałe 1000 V, natężenie prądu zaś 20 A (chwilowe).

## Przyrządy do pomiaru podzespołów

**Miliomierz cyfrowy HM 8014** zaprojektowano do precyzyjnych pomiarów małych rezystancji od 0,1 mΩ do 20 kΩ metodą mostka Kelvina. Maksymalna rozdzielczość wynosi 0,1 mΩ. Pomiarom rezystancji towarzyszy sygnał akustyczny o regulowanej głośności z wewnętrznego głośnika lub w słuchawkach. Jego ton zmienia się w zależności od wartości mierzonej rezystancji, np. ścieżki obwodu drukowanego lub lokalizacji zwarcia w obwodach elektrycznych. Niskie napięcie pomiarowe i mały prąd testowy chro-

nią wrażliwe podzespoły elektroniczne przed uszkodzeniem podczas pomiarów. Diody mogą być testowane przy trzech wartościach prądu pomiarowego. Miernik jest szczególnie zalecany do pomiaru rezystancji cewek indukcyjnych, transformatorów i lokalizacji zwarcia w obwodach drukowanych.

**Miernik cyfrowy L-C HM 8018** jest przeznaczony do pomiaru pojemności z doborem jednej z trzech częstotliwości testowych (160, 1,6, 16 kHz), przełączanych automatycznie odpowiednio do wybranego zakresu pomiarowego. Pomiaru są wykonywane 2 razy na sekundę z dokładnością 0,5%. Jednocześnie można otrzymać wartość rezystancji szeregowej i równoległej (zależnie od przyjętego układu zastępczego), co ułatwia obliczenie dobroci lub stratności badanego elementu. Możliwe jest wyznaczanie części rzeczywistej i urojonej impedancji przy kącie przesunięcia fazowego do 45° z dokładnością < 1%. Zmierzone wartości są wyświetlane na 3 i 1/2 cyfrowym wskaźniku LCD. Zakresy pomiarowe: indukcyjność 200 µH÷200 H, rezystancja szeregową 20 Ω÷200 kΩ, pojemność 200 pF÷2000 µF, przewodność 20 µS÷200 mS. Maksymalna rozdzielczość w zależności od zakresu i funkcji wynosi 0,1 pF, 0,1 µH, 0,01 Ω, 0,01 S.

**Charakterograf HM 6042** służy do wykreślenia na ekranie lampy oscyloskopowej charakterystyk podzespołów półprzewodnikowych jak: diody prostownicze, Zenera, tranzystory bipolarne n-p-n/p-n-p, polowe FET/MOSFET z kanałem typu n lub p, tyrystory jednokierunkowe. Jednocześnie jest rysowanych 5 krzywych (dla tranzystorów) w I ćwiartce prostokątnego układu współrzędnych, natomiast wszystkie wartości liczbowe są wyświetlane na matrycowym (2 x 16 znaków) wskaźniku LCD. Parametry wybranego elementu mogą być zapamiętane jako wartość odniesienia przy testowaniu i selekcjonowaniu podzespołów. Dwa kursory ekranowe służą do wyznaczania punktów charakterystyki i pomiaru w danym punkcie: napięcia i prądu kolektora (drenu) i bazy, napięcia bramki (tranzystory FET) oraz wzmocnienia prądowego β tranzystora. Parametry dynamiczne h11, h21, h22 charakterystyki są przeliczane w wewnętrznym procesorze urządzenia. Pojedynczy pomiar może być zapamiętany w pamięci, co znacznie ułatwia porównanie wartości. Trójstopniowy ogranicznik mocy zabezpiecza badany element przed przeciążeniem.

## Uniwersalny częstościomierz HM 8021-3

Przyrząd za pomocą funkcji automatycznego wyzwalania umożliwia dokładne pomiary sygnałów zarówno o dużym poziomie szumów, jak i skrajnie małym współczynniku wypełnienia impulsów (min. szerokość impulsu



5 ns). W przyrządzie jest dostępna regulacja poziomu wyzwalania, zmiana rodzaju sprzężenia wejść AC/DC i skokowe tłumienie sygnału wejściowego, co ułatwia wyzwalanie złożonych sygnałów. Miernik ma dwa wejścia do 150 MHz i od 100 MHz do 1,6 GHz. Dokładność przyrządu wynika z dokładności rezonatora kwarcowego TCXO (wykorzystwanego jako generator wzorcowy), o dokładności  $\pm 5 \times 10^{-7}$  i stabilności 0,5 ppm w temperaturze  $10 \div 40^\circ\text{C}$ . Miernik umożliwia pomiary częstotliwości, okresu, przesunięcia czasowego, szerokości i zliczania impulsów. Wynik pomiaru można zatrzymać (hold).

### Miernik zniekształceń nieliniowych HM 8027

Zaprojektowano go do pomiarów w pasmie akustycznym 20 Hz÷20 kHz z zakresem pomiarowym 0,01÷50%. Dzięki bardzo niskiemu współczynnikowi własnych zniekształceń wynoszącemu 0,005% (1 kHz) przyrząd jest odpowiedni do testowania i pomiarów sprzętu akustycznego wysokiej klasy. Cyfrowy odczyt współczynnika zniekształceń z maksymalną rozdzielczością 0,01% odbywa się na 3-cyfrowym wyświetlaczu LED. Dodatkowo miernik wyposażono w wyjście do wizualizacji mierzonych zniekształceń za pomocą oscyloskopu. Możliwa jest wtedy ocena pozostałych zniekształceń sygnału zakłóconego szumami lub zniekształceniami skrośnymi. Częstotliwość pomiarową ustawia się pokrętką strojeniową i przyciskami wyboru zakresów lub automatycznego dostrojenia częstotliwości z 15% zakresem.

Drugi miernik do pomiarów w pasmie akustycznym to HM 8026, mierzący odchyłki prędkości, kołysania i drżenia dźwięku (wow&flutter) w analogowych magnetofonach i gramofonach. Pomiary mogą być pro-

wadzone według norm DIN/IEC lub JIS. Do wyboru są dwie częstotliwości testowe 3000 i 3150 Hz. Zakresy pomiarowe wynoszą: dla dryftu prędkości  $0 \div 19,9\%$  ( $2400 \div 3780$  Hz) z rozdzielczością 0,01% dla kołysania dźwięku  $0 \div 1,999\%$  z rozdzielczością 0,001%. Pomiary są wykonywane automatycznie po wyborze normy pomiarowej, co eliminuje potrzebę oddzielnej kalibracji. Zmierzona wartość jest zapamiętywana i wyświetlana na 3-cyfrowym wyświetlaczu LED. Stabilizowany sygnał referencyjny umożliwia dokonywanie nagrań zgodnie z normą DIN 45500. Dzięki temu można w prosty sposób sporządzić kasyety pomiarowe. Dwa wyjścia monitorowe AC zastosowano do dołączenia analizatora fourierowskiego (FTT) lub oscyloskopu z pamięcią.

### Generatory

Generator funkcyjny HM 8030-5 dostarcza przebiegi sinusoidalne, prostokątne i trójkątne w zakresie 0,05 Hz÷5 MHz. Częstotliwość wyjściowa może być wobulowana zarówno sygnałem wewnętrznym, jak i zewnętrznym w stosunku 100:1. Możliwa jest także modulacja FM sygnałem zewnętrznym. Generowany przebieg prostokątny charakteryzuje się bardzo krótkim czasem narastania i opadania impulsów, mniejszym niż 15 ns. Poziom składowej stałej jak i amplituda (10 V (50  $\Omega$ ), 20 V nie obciążone, wartości międzyszczytowe) są regulowane płynnie. Poziom wyjściowy można stłumić skokowo tłumikami 20 dB. Sygnał TTL z wyjścia TRIG wykorzystuje się do wyzwalania podstawy czasu współpracującego oscyloskopu. Częstotliwość sygnału odczytuje się na 4-cyfrowym wyświetlaczu LED, co ułatwia płynną regulację ustawienia wartości wyjściowej, przy maksymalnej rozdzielczości

0,1 mHz dla zakresu 0,5 Hz. Wszystkie wyjścia generatora są zabezpieczone zarówno przed skutkami zwarcia, jak i przyłożeniem zewnętrznego napięcia powyżej 45 V.

**Generator sinusoidalny HM 8032** z oscylatorem w układzie mostka Wiena ma zakres częstotliwości 20 Hz÷20 MHz (6 dekad). Charakteryzuje się poziomem zniekształceń nieliniowych  $\pm 0,2\%$  (20 Hz÷500 kHz), napięciem wyjściowym 1,5 V. Amplituda jest regulowana w zakresie 60 dB. Nadaje się do pomiarów wzmacniaczy liniowych, filtrów oraz jako generator testowy przy pomiarach zniekształceń nieliniowych sprzętu audio-video. Przyrząd wyposażono w dwa koncentryczne wyjścia BNC o impedancjach 600 i 50  $\Omega$ . Odczyt częstotliwości następuje co 200 ms, a jego dokładność w całym pasmie wynosi  $\pm 1$  wartości ostatniej cyfry.

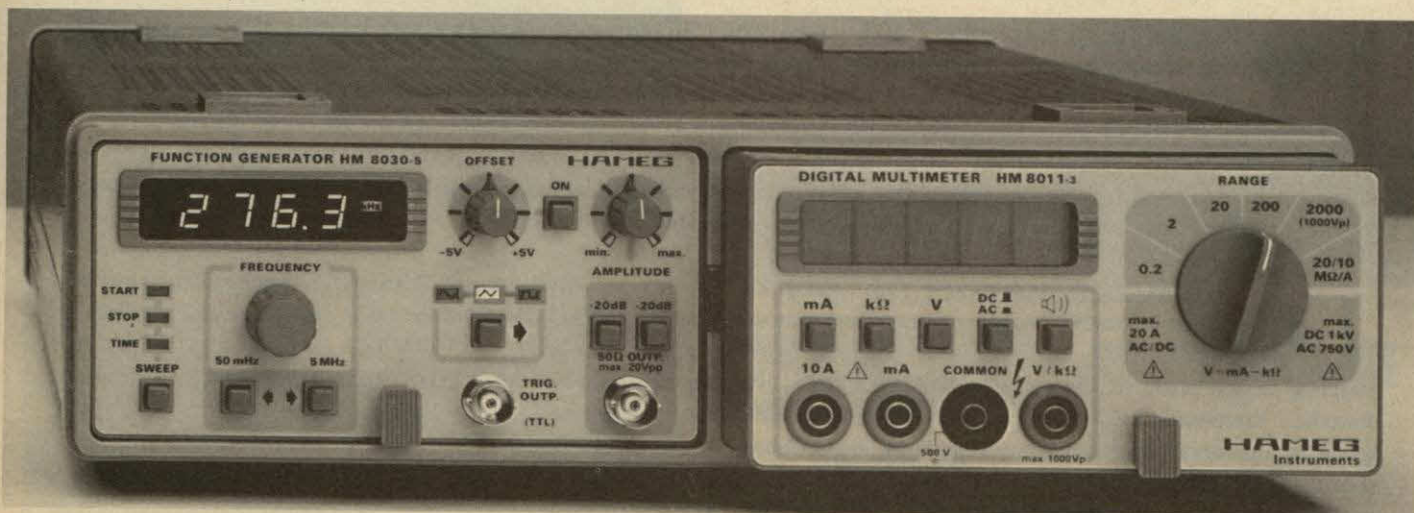
Specjalnie przeznaczony do pomiarów audio jest generator sinusoidalny HM 8037 z zakresem częstotliwości 5 Hz÷50 kHz i zniekształceniami nieliniowymi  $< 0,01\%$ . Płaskość charakterystyki  $\pm 0,2$  dB eliminuje konieczność ciągłej kontroli poziomu sygnału przy badaniu przejściowych charakterystyk testowanych urządzeń. Przyrząd umożliwia odizolowanie wyjść sygnału od masy, co eliminuje wpływ prądów płynących między masami generatora i badanego urządzenia na wyniki pomiarów. W połączeniu z miernikiem HM 8027 generator HM 8037 nadaje się do precyzyjnych pomiarów zniekształceń nieliniowych.

Jerzy Justat



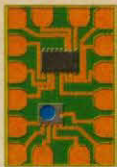
Opracowano na  
zlecenie firmy  
NDN

02-784 Warszawa, Janowskiego 15  
tel./fax (0-22) 641-15-47, 641-61-96



Modułowy system pomiarowy HM 8000 firmy Hameg





# Telefonia komórkowa

**Telefonia komórkowa jest radiową formą komunikacji na obszarze podzielonym na komórki w kształcie wieloboku.**

## Trochę historii

Aleksander Graham Bell, twórca pierwszego telefonu w 1876 roku, kilka lat później przeprowadził pierwszą bezprzewodową transmisję mowy używając do tego celu światła. Urządzenie zostało nazwane fotonem i przez kilkanaście lat cieszyło się sporym zainteresowaniem.

Prawie w tym samym czasie niemiecki naukowiec Heinrich Rudolf Hertz odkrył fale elektromagnetyczne, które po emisji mogły być wychwycone przez ustawiony w pewnej odległości odbiornik. W 1897 roku włoski pionier radiotechniki Guglielmo Marconi przeprowadził pierwszą próbę nawiązania łączności ruchomej. Otrzymała się ona na dystansie 29 km, między holownikiem jako stacją ruchomą a lądem, za pomocą telegraficznych sygnałów radiowych.

Radio, bo tak nazwano nowe urządzenie, bardzo szybko wyparło foton. Wkrótce zaczęły się pojawiać pierwsze propozycje wykorzystania fal radiowych w telefonii bezprzewodowej. Pierwsze opracowania znalazły zastosowanie w telekomunikacji morskiej.

W 1921 roku, w Detroit, przeprowadzono pierwsze eksperymenty z rozsyłaniem komunikatów radiowych między pojazdami poruszającymi się po lądzie – samochodami policyjnymi. Była to radiokomunikacja jednokierunkowa, podobna do dzisiejszych systemów przywoławczych. W 1930 roku opracowano system umożliwiający komunikację w dwóch kierunkach. Był to system analogowy z modulacją amplitudy AM (*Amplitude Modulation*). W 1935 roku E.M. Armstrong zastosował do przekazu informacji za pomocą fal radiowych modulację FM (*Frequency Modulation*). Modulacja FM wymaga znacznie mniejszej mocy nadajników i jest bardziej odporna na zakłócenia przy przesyłaniu fal radiowych. W większości istniejących wówczas systemów radiokomunikacyjnych zmieniono system modulacji AM na FM. W czasie drugiej wojny światowej pojawiło się zapotrzebowanie na systemy, które umożliwiłyby komunikację z poruszającymi się jednostkami wojskowymi. Szybko zaprojektowano i wdrożono wiele konstrukcji nadajników i odbiorników służących do radio-

komunikacji ruchomej. Pod koniec wojny większość statków, samolotów i czołgów była wyposażona we własne systemy nadawczo-odbiorcze.

Po wojnie, szczególnie w Stanach Zjednoczonych, zaczęto wprowadzać systemy komunikacji ruchomej do służb publicznych takich jak: policja, straż pożarna, energetyka, sieci wodociągowe itd. W 1946 roku, w St. Louis, dokonano połączenia sieci telefonii ruchomej ze stałą siecią telefoniczną.

W pierwszych systemach stosowany był nadajnik o dużej mocy, który swym zasięgiem obejmował obszar o promieniu 60÷80 km. Rozwiązanie takie, korzystające z jednego nadajnika, ograniczało jednak pojemność systemu, rozumianą jako liczbę użytkowników jednocześnie korzystających z niego.

Odpowiedzią na te ograniczenia była koncepcja telefonii komórkowej opracowana w końcu lat czterdziestych w laboratorium Bella. Uruchomienie pierwszych systemów nastąpiło w latach pięćdziesiątych.

Na szerszą skalę systemy telefonii komórkowej zaczęły się pojawiać dopiero w latach osiemdziesiątych. Powodem tak późnego ich wprowadzenia były problemy ze standaryzacją, regulacjami prawnymi, a także możliwościami technologicznymi, które dopiero wówczas umożliwiły budowę małych, lekkich, przenośnych radiowych aparatów telefonicznych pracujących na wielkich częstotliwościach.

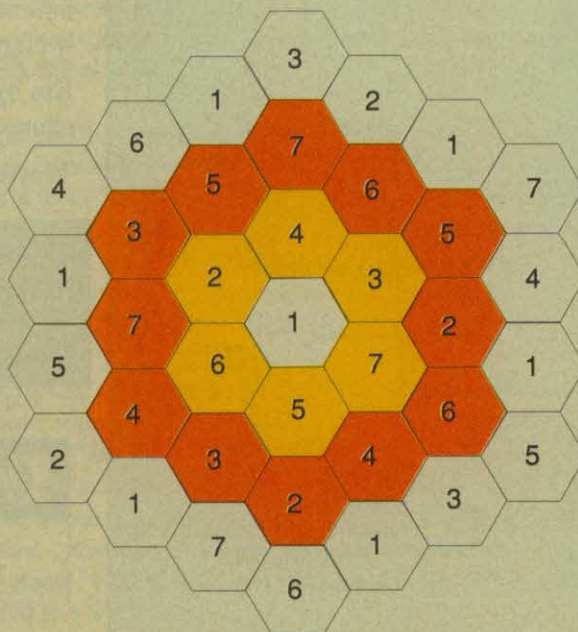
## Sieć komórkowa – architektura

Komunikacja radiowa z obiektami ruchomymi MS (*Mobile Station*), tak dla systemów analogowych, jak i cyfrowych, opiera się na podziale obszaru objętego transmisją na komórki w kształcie wieloboku heksagonalnego (rys. 1). W centrum komórki (rys. 2) jest umieszczona nieruchoma stacja bazowa BTS (*Base Transceiver Station*) służąca do obsługi obiektów ruchomych znajdujących się w obrębie komórki.

Lokalizacja komórek, ich rozmiar i moc stacji bazowych powinny być tak dobrane, aby w całym obszarze pracy systemu transmisja odbywała się z odpowiednią jakością, a jej zasięg nie był mniejszy od komórki. Kształt komórki, w warunkach rzeczywistych, nie jest idealny. Zależy od charakteru zabudowy i ukształtowania terenu. Innym czynnikiem pogarszającym jakość odbioru jest wielodrogowość przenoszenia informacji, wynikająca z załamania i odbicia sygnałów, np. od ścian budynków w obszarach zabudowanych.

Największy jednak wpływ na zmniejszenie zasięgu użytecznego stacji bazowych mają zakłócenia pochodzące od sygnałów radiowych związanych z działalnością człowieka oraz interferencje z sygnałami innych stacji bazowych, zarówno własnych, z sąsiednich komórek, jak też z obcych systemów.

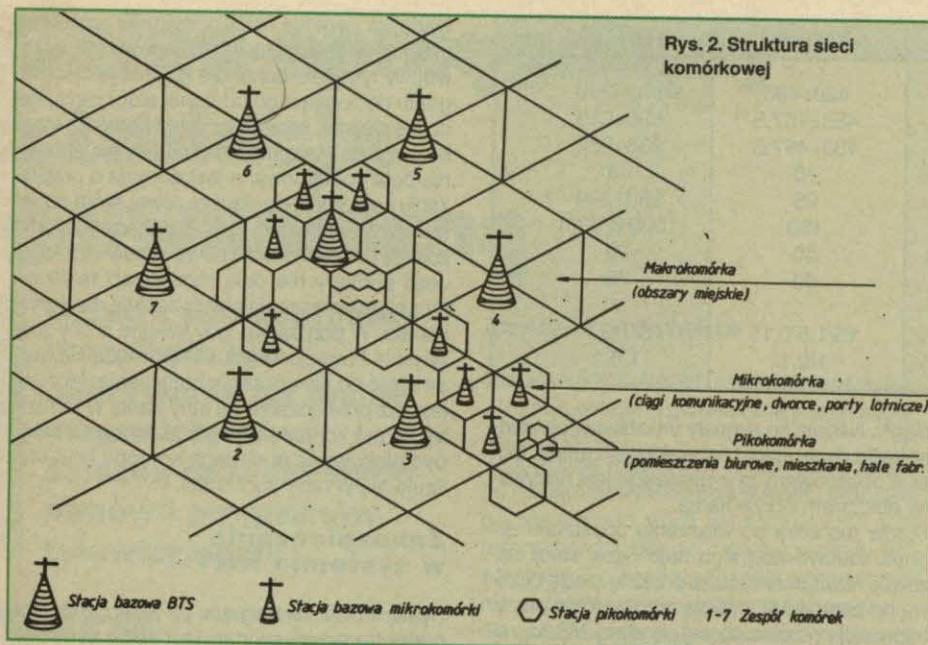
Minimalizacja interferencji polega na właściwym doborze częstotliwości nośnych poszczególnych stacji bazowych. Powszechnie stosuje się metodę pierścieni ochronnych. Każda komórka (rys. 1) otoczona jest jednym (stacje 2÷7) lub wieloma pierścieniami o różnych częstotliwościach nośnych kanałów. Jest to dobre zabezpieczenie przed zakłóceniami międzyka-



Rys. 1. Podział obszaru na komórki



Rys. 2. Struktura sieci komórkowej



ne, czyli ruchome aparaty na specjalną kartę. Instaluje się je np. w pociągach, na promach czy miejscowościach o słabej infrastrukturze telekomunikacyjnej.

Przesyłanie sygnału mowy odbywa się za pomocą analogowej modulacji częstotliwościowej FM. Sygnalizacja systemu jest realizowana w sposób cyfrowy. Stacja ruchoma ma możliwość regulacji mocy nadawania oraz wyboru częstotliwości.

## Stacja bazowa BS

Stacja bazowa zapewnia realizację łączności radiowej ze stacjami bazowymi. Do zadań stacji bazowej należy:

- ☐ przydzielanie kanałów rozmównych
- ☐ przesyłanie informacji w kierunku centrali
- ☐ odbieranie sygnałów z centrali
- ☐ wysyłanie alarmów
- ☐ testowanie jakości odbieranego sygnału radiowego
- ☐ pomiar mocy odbieranego sygnału radiowego
- ☐ komunikowanie się ze stacjami ruchomymi będącymi na obszarze obsługiwanej przez nią komórki.

## Centrala MTX

Centrala MTX jest podstawą systemu NMT450. Do jej zadań należy:

- ☐ sterowanie pracą systemu
- ☐ komutacja sygnałów
- ☐ realizacja połączeń do sieci stałych (np. do publicznej sieci telefonicznej) i między centralami MTX
- ☐ nadzór nad przełączeniem abonenta ruchomego między komórkami.

nałowymi pochodzącymi z pracy własnego systemu.

Sieć komórkowa może obejmować znaczny obszar, np. kraj, kontynent. Ma ona strukturę hierarchiczną: komórka, zespół komórek, obszar całego systemu. Zespół lub grupa komórek stanowi fragment systemu, w którym częstotliwości nośne nie powtarzają się. Stacje ruchome są obsługiwane przez stację bazową komórki, na terenie której się znajdują. Przy przekraczaniu granic komórki stacja ruchoma jest przekazywana do stacji bazowej innej komórki, z którą ma najlepsze warunki transmisji. Dzieje się tak nawet wtedy, kiedy abonent ruchomy nie korzysta z telefonu, lecz nie wyłącza jego zasilania, gdyż nawet w pozycji czuwania stacja ruchoma cyklicznie kontaktuje się ze stacjami bazowymi. Zatem stacja ruchoma jest stale śledzona przez system stacji bazowych. Umożliwia to zlokalizowanie abonenta w sytuacji potrzeby nawiązania z nim łączności.

## Analogowa telefonia komórkowa na przykładzie systemu NMT

System analogowej telefonii komórkowej NMT (Nordic Mobile Telephony) został opracowany w krajach skandynawskich (Szwecja, Norwegia, Dania, Finlandia) w latach siedemdziesiątych. W założeniu miał to być system umożliwiający:

- ☐ uzyskanie transmisji mowy i zakresu usług porównywalnych ze stałą siecią telefonii publicznej;
- ☐ dostęp do systemu użytkownikowi znajdującemu się w dowolnym miejscu Skandynawii;
- ☐ automatyczne zestawianie połączeń;
- ☐ maksymalne wykorzystanie przydzielonego pasma częstotliwościowego.

Po raz pierwszy wprowadzono ten system w Szwecji w 1981 roku pod nazwą NMT450.

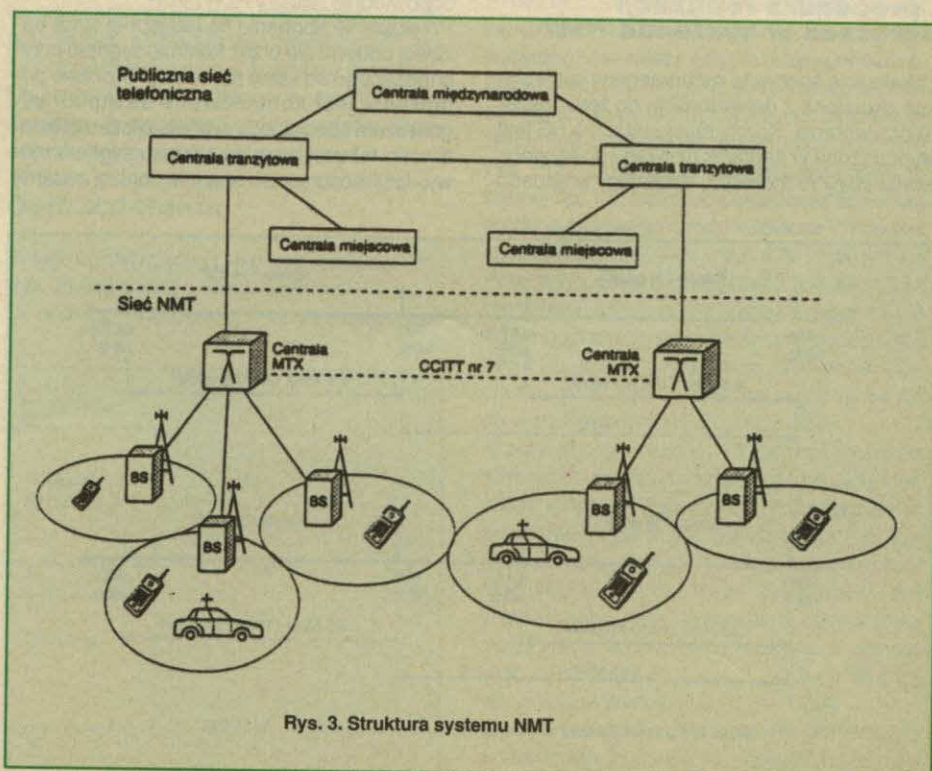
## Struktura systemu NMT450

W skład systemu analogowej telefonii komórkowej NMT450 wchodzi (rys. 3):

- ☐ stacje ruchome MS (Mobile Station)
- ☐ stacje bazowe BS (Base Station)
- ☐ centrale MTX (Mobile Telephone eXchange).

## Stacje ruchome MS

W systemie NMT450 przewidziano wykorzystanie trzech rodzajów stacji ruchomych: przewożne, przenośne i kieszonkowe. Ponadto w systemie są też komórkowe budki telefoniczne.



Rys. 3. Struktura systemu NMT



Parametry		NMT450	NMT900
Pasmo częstotliwości	[MHz]	420÷490	890÷960
Transmisja do stacji bazowej	[MHz]	453÷457,5	890÷915
Transmisja do stacji ruchomej	[MHz]	463÷467,5	935÷960
Odstęp kierunków transmisji	[MHz]	10	45
Szerokość kanałów	[kHz]	25	25 (12,4)
Liczba kanałów		180	1000 (2000)
Maksymalny promień komórki	[km]	40	20
Maksymalna moc stacji bazowej	[W]	50	25
Poziomy mocy stacji ruchomej			
– przenośnej lub przewoźowej	[W]	15/1,5/0,15	6/1/0,1
– kieszonkowej	[W]	1/0,1	1/0,1

## Transmisja w kanale radiowym

W systemie NMT450 wykorzystuje się pasmo 450 MHz, w którym znajdują się dwa zakresy częstotliwości o szerokości 4,5 MHz każdy. Jeden z nich jest przeznaczony do komunikacji w kierunku stacji ruchoma MS – stacja bazowa BS, są to tzw. kanały w górę, drugi – do komunikacji w kierunku stacji bazowa BS – stacja ruchoma MS, są to tzw. kanały w dół (rys. 4). Przy szerokości kanału transmisji 25 kHz w pasmie 450 MHz można umieścić 180 kanałów dwukierunkowych, tj. w górę i w dół.

W systemie NMT900 pracującym w pasmie 900 MHz wydzielono dwa jednakowe zakresy częstotliwości szerokości 25 MHz, w których mieści się po 1000 kanałów w górę i w dół. Przez ograniczenie pasma w kanale do 12,5 kHz można zwiększyć liczbę kanałów do 2000. Porównanie parametrów systemu NMT450 i NMT900 przedstawiono w tablicy.

## Lokalizacja abonenta i procedura realizacji połączeń w systemie NMT

Lokalizacja abonenta ruchomego w systemie jest określona z dokładnością do tzw. obszaru przywołania. Każda stacja bazowa BS jest wyposażona w nadajnik używany do wywołania stacji ruchomych, działający w sposób

ciągły. Nadaje on sygnały umożliwiające identyfikację danej stacji bazowej lub ich grupę. Obszar obejmowany tą sygnalizacją jest nazywany obszarem przywołania.

Stacja ruchoma po włączeniu poszukuje sygnału identyfikacyjnego najbliższej stacji bazowej. Następnie zgłasza przez tę stację bazową do centrali MTX swoją gotowość do pracy. Informacje o zgłaszającej się stacji MS są zapisywane w jednym z dwóch rejestrów, zwanych HLR i VLR. W rejestrze HLR (*Home Location Register*) znajdują się informacje o stacjach zarejestrowanych w obszarze działania danej centrali MTX. Informacje o stacjach ruchomych spoza tego obszaru są wpisywane do rejestru VLR (*Visitor Location Register*). Zwrotnie jest przesyłane potwierdzenie rejestracji, jednocześnie jest przesyłana informacja o lokalizacji danej stacji MS do jej macierzystej centrali MTX. Informacja ta jest przechowywana w HLR tej centrali, umożliwiając szybkie zestawienie połączenia do stacji ruchomej MS.

W przypadku przemieszczania się stacji ruchomej do innego obszaru lokalizacji, procedura rejestracji zostaje powtórzona i uaktualniane są odpowiednie rejestry HLR i VLR.

Przekazanie abonenta do następnej stacji bazowej odbywa się przez kontrolę sygnału przychodzącego od stacji ruchomej. W czasie połączenia jest kontrolowany stosunek sygnał/szum specjalnego sygnału pilota o częstotliwości leżącej powyżej zakresu sygnału mowy. Jeśli stosunek ten spadnie poniżej zadanej

wartości, centrala MTX podejmuje procedurę przekazywania połączenia innej stacji bazowej. W tym celu dokonuje kontroli jakości sygnału docierającego od danej stacji ruchomej do wszystkich sąsiadujących z komórką stacji bazowych. Na podstawie pomiarów natężenia pola podejmowana jest decyzja o przekazaniu połączenia do stacji bazowej, która odbiera najwyższy poziom sygnału. Stacja ruchoma zostaje przestrojona na nowe kanały łączności. Jeśli pomiary nie dają możliwości realizacji lepszego połączenia stacja zostaje na starym kanale. W przypadku, gdy kolejne próby znalezienia nowego kanału nie powiodą się, może dojść do zakończenia połączenia. Możliwe jest też przełączenie na inny kanał w ramach tej samej komórki. Kanały zakłócone mogą być blokowane w ramach komórki i nie realizuje się w nich łączności.

## Zabezpieczenia w systemie NMT

System NMT ze względu na analogowy charakter transmisji sygnału jest słabo zabezpieczony przed podsłuchem. System NMT, w wersji pierwszej, był słabo zabezpieczony przed nadużyciami typu wykorzystywanie skradzionych stacji i ochroną użytkownika przed wykonywaniem połączeń na jego rachunek przez osoby niepowołane. W nowszym rozwiązaniu nazwanym NMT450i przewidziano procedurę identyfikacji abonenta. W tym celu w aparatach montuje się fabrycznie układy SIS (*Subscriber Identity Security*). Zabezpiecza to abonenta przed możliwością podrobienia lub symulowania jego terminala. Wprowadzony w Polsce system jest właśnie systemem NMT450i.

System NMT900 ma wprowadzone dwa zabezpieczenia: identyfikację terminala oraz identyfikację abonenta. Każdy terminal i abonent jest weryfikowany przy realizacji połączenia. W przypadku niezgodności połączenie nie jest realizowane.

## Usługi realizowane przez system NMT

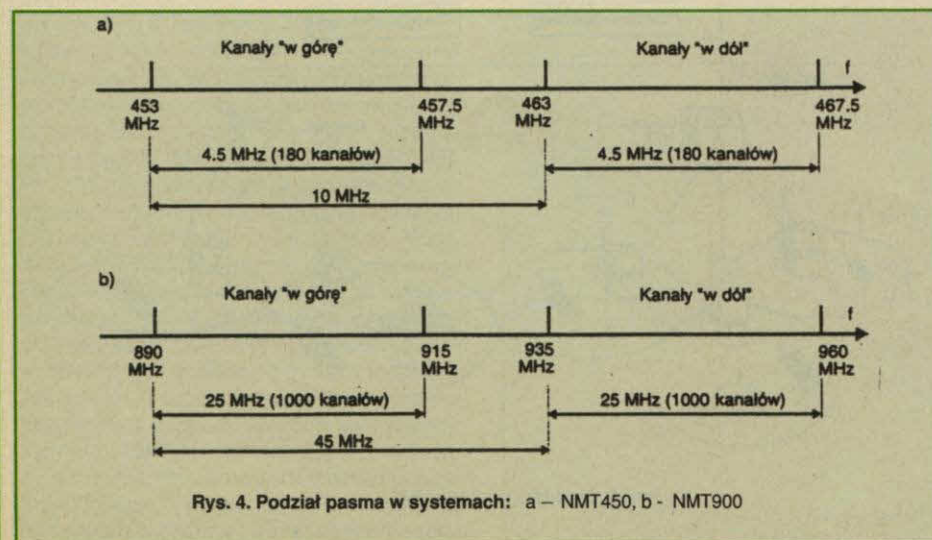
System NMT umożliwia realizację następujących usług:

- ☐ transmisja analogowa sygnału mowy
- ☐ powolna transmisja danych (660 bit/s)
- ☐ warunkowe i bezwarunkowe przenoszenie rozmów
- ☐ selektywne blokowanie połączeń
- ☐ realizacja połączeń konferencyjnych
- ☐ kolejowanie rozmów
- ☐ śledzenie wywołań złośliwych
- ☐ poczta głosowa (realizacja automatycznej sekretarki w systemie).

**Stefan Stróżecki, Marek Ratuszek**

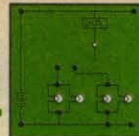
### LITERATURA

- [1] Hołubowicz W., Płóciennik P.: GSM - cyfrowy system telefonii komórkowej, Wyd. EFP, Poznań 1995
- [2] Hołubowicz W., Płóciennik P., Różański A.: Systemy łączności bezprzewodowej, Wyd. EFP, Poznań 1996
- [3] Urbanek A.: GSM - światowy system komunikacji ruchomej, Net World, 7/95
- [4] Korzec P.: Vademecum użytkownika telefonu GSM, Telecom Forum, 11/96



Rys. 4. Podział pasma w systemach: a – NMT450, b – NMT900





# Układ sprzęgający z izolacją galwaniczną

**Układ z transoptorem umożliwia np. nagrywanie na taśmę magnetofonową ścieżek dźwiękowych filmów i programów telewizyjnych.**

## Zasada działania

Uproszczony schemat układu sprzęgającego z izolacją optyczną galwaniczną jest przedstawiony na rys.1.

W obwodzie wejściowym układu sprzęgającego następuje wytworzenie sygnału prądowego, sterującego diodą transoptora. Ten prąd jest proporcjonalny do napięcia sygnału wejściowego. Ponieważ natężenie promieniowania podczerwonego, emitowanego przez diodę, jest proporcjonalne do przepływającego przez nią prądu, to jest również proporcjonalne do napięcia sygnału użytecznego, doprowadzonego do wejścia układu.

W obwodzie wyjściowym następuje przetworzenie promieniowania podczerwonego na prąd. Warunki pracy fototranzystora są tak dobrane, że prąd kolektora (lub emitera) fototranzystora jest proporcjonalny do mocy promieniowania padającego na jego złącze kolektor-baza. Kolejną funkcją obwodu wyjściowego jest przetworzenie sygnału prądowego otrzymywanego z fototranzystora na sygnał napięciowy, który jest dostępny na wyjściu.

Zasilanie obwodu wejściowego odbywa się z urządzenia traktowanego jako źródło sygnału, a do zasilania obwodu wyjściowego, współpracującego z urządzeniem zewnętrznym, służy przedstawiony na rys.1 zasilacz sieciowy. Układ sprzęgający z transoptorem nie wnosi ograniczeń charakterystyki częstotliwościowej tak, jak to powoduje transformator.

## Opis działania

Układ sprzęgający z izolacją galwaniczną (rys. 2) składa się z trzech bloków:

- obwodu wejściowego, sprzężonego gal-

wanicznie z urządzeniem będącym źródłem sygnału użytecznego, np. telewizorem,

- obwodu wyjściowego, współpracującego z urządzeniem odbierającym sygnał użyteczny, np. magnetofonem,

- zasilacza obwodu wyjściowego.

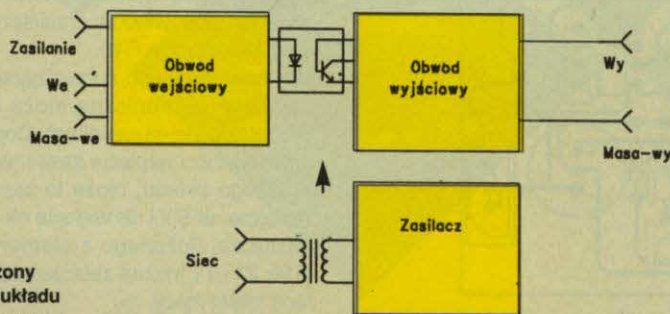
Obwód wejściowy jest wzmacniaczem transkonduktancyjnym sterującym diodą IRED (*InfraRed Emitting Diode*) emitującą promieniowanie podczerwone. Głównym parametrem takiego wzmacniacza jest transkonduktancja, stosunek prądu wyjściowego do napięcia wejściowego. Wzmacniacz transkonduktancyjny składa się ze wzmacniacza operacyjnego U1, tranzystora T1, kondensatora C3 oraz rezystorów  $R1+R2$  i  $R4+R9$ . Elementy C2 i R3 tworzą filtr obwodu zasilania wzmacniacza. Działanie wzmacniacza transkonduktancyjnego polega na stabilizacji prądu wyjściowego (prądu kolektora) tranzystora T1 od zmian obciążenia i zasilania. Tym samym prąd wyjściowy będzie zależał jedynie od napięcia na wejściu nieodwracającym (+) wzmacniacza operacyjnego. Prąd wyjściowy ma dwie składowe: stałą i zmienną. Wartość składowej stałej może być oszacowana w sposób następujący: w stanie równowagi wzmacniacza U1, napięcia na jego wejściach (-) i (+) są jednakowe, a zatem napięcie na rezystorze R9 jest równe napięciu na rezystorze R7 (przy pominięciu wpływu prądów polaryzacji wejść wzmacniacza U1). Wartość napięcia na R7 wynika z elementów dzielnika złożonego z R5 i R7 i wynosi w przybliżeniu  $10\text{ V} \cdot (1/3,2) \approx 3,1\text{ V}$ . Ponieważ napięcie na rezystorze R9 musi również wynosić 3,1 V, to prąd jest równy  $3,1 / 390 \approx 8\text{ mA}$ , a transkonduktancja wynosi  $8\text{ mA} / 3,1\text{ V} \approx 2,6\text{ mS}$ . Składowa zmienna prądu wyjściowego jest zależna od składowej zmiennej napięcia wejściowego, a ta zależy od położenia suwaka potencjometru R2. Może się zmieniać w zakresie od ok. 20% do pełnej wartości składowej zmiennej napięcia na wejściu oznaczonym We. Przy amplitudzie napięcia wejściowego równej np. 1 V, amplituda składowej zmiennej prądu wyjściowego (prądu kolektora T1) będzie wynosiła  $2,6\text{ mS} \cdot 1\text{ V} = 2,6\text{ mA}$ .

Prąd wyjściowy wzmacniacza transkonduktancyjnego płynie przez diodę transoptora U3 i powoduje emisję promieniowania podczerwonego. To promieniowanie ma również składową stałą i zmienną, obie są proporcjonalne do wartości składowych prądu diody.

Przenoszenie sygnału użytecznego przez transoptor określa przekładnia, czyli stosunek prądu kolektora (lub emitera) fototranzystora wyjściowego do prądu wejściowego – prądu przewodzenia diody. Wartości przekładni przeciętnych transoptorów zawierają się w przedziale 0,4÷2. Wynika stąd, że składowa stała prądu emitera fototranzystora wynosi więc co najmniej  $8 \cdot 0,4 \approx 3,2\text{ mA}$ , a składowa zmienna wynosi  $2,6 \cdot 0,4 \approx 1\text{ mA}$ .

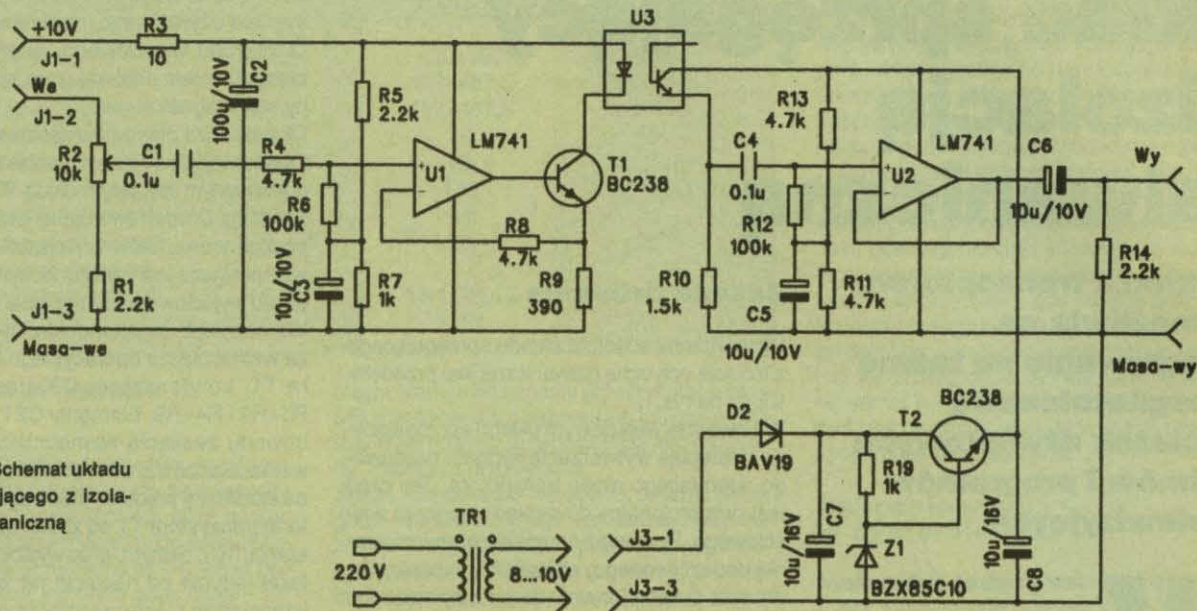
Promieniowanie podczerwone emitowane przez diodę transoptora padając na złącze

**W**iele urządzeń elektronicznych, zasilanych z sieci energetycznej 220 V, 50 Hz, takich jak telewizory starszego typu, ma tzw. gorące chassis – końcówkę masy połączoną z jednym z biegunów sieci energetycznej. W takiej sytuacji, np. podczas dotaczania magnetofonu do odbiornika TV, może nastąpić porażenie prądem lub uszkodzenie obwodów wejściowych magnetofonu. Aby temu zapobiec, mogą być stosowane transformatory separujące, których uzwojenie pierwotne jest połączone jedną końcówką do wyjścia akustycznego, a drugą do masy. Uzwojenie wtórne takiego transformatora może być wówczas łączone z dowolnym układem. Jednakże, stosowanie transformatora ma pewną wadę - wprowadza ograniczenia pasma przenoszenia sygnału i pogorszenie jego jakości. Lepsze wyniki osiąga się przez stosowanie tzw. izolacji optycznej. Elementem sprzęgającym jest transoptor, złożony z emitera promieniowania podczerwonego (diody) i detektora (fotodiody lub fototranzystora). Przedstawiony układ sprzęgający może być wykorzystywany przy nagrywaniu na taśmę magnetofonową sygnałów fonii z telewizora, jak również do przekazywania sygnałów akustycznych na duże odległości.



Rys. 1.  
Uproszczony  
schemat układu  
sprzęgającego





Rys. 2. Schemat układu sprzęgającego z izolacją galwaniczną

kolektor-baza fototranzystora powoduje przepływ prądu w jego obwodach kolektora i emitera. Prąd emitera wywołuje spadek napięcia na rezystorze R10 i stanowi sygnał użyteczny dla wtórnika napięciowego ze wzmacniaczem operacyjnym U2, zasilanego napięciem stabilizowanym ok. 10 V. Wartość składowej zmiennej napięcia sygnału na rezystorze R10 wynosi

si co najmniej  $1,5 \cdot 0,4 \approx 0,6$  V. Taka sama wartość napięcia występuje na wyjściu -0,6 V. Wartość składowej stałej nie ma większego znaczenia, bowiem kondensator C4 nie dopuszcza do przenoszenia jej do dalszej części układu. W celu uzyskania wartości składowej zmiennej napięcia wyjściowego równej napięciu wejściowemu układu (1 V) należy: zastoso-

wać transoptor o przekładni ok. 1,5 razy większej od wartości minimalnej, czyli 0,6 lub zwiększyć rezystancję R10 ok. 1,5 razy, czyli do 2,2 k $\Omega$ .

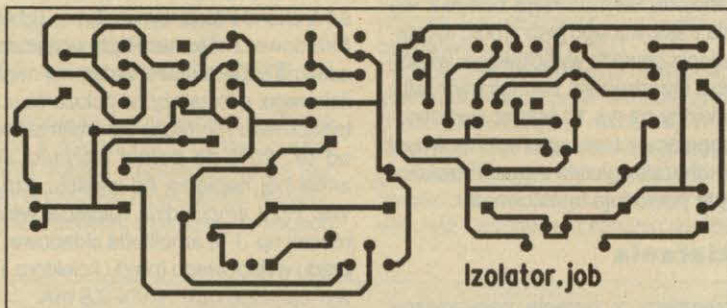
Zasilacz stabilizowany składa się z prostownika złożonego z diody D2 i kondensatora C7 oraz stabilizatora złożonego z rezystora R19, diody stabilizacyjnej Z1 o napięciu Zenera w zakresie 9,5÷10,5 V, tranzystora T2 i kondensatora C8. Tranzystor T2 pracuje jako wtórnik emiterowy, napięcie na jego wyjściu (emiter) jest mniejsze o ok. 0,6 V niż napięcie Zenera diody Z1 i wynosi ok. 9÷10 V.

### Montaż i uruchomienie

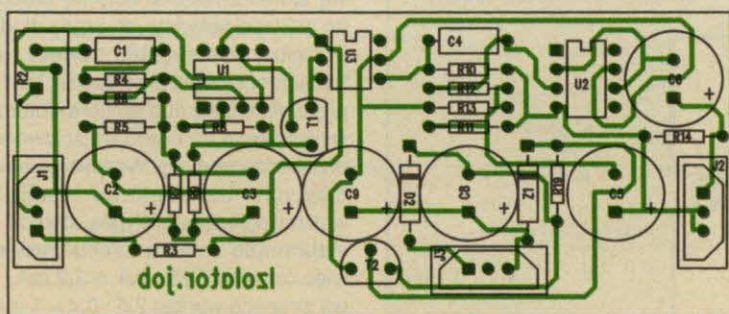
Płytkę drukowaną układu sprzęgającego i rozmieszczenie elementów na niej przedstawiono na rys. 3 i 4.

Układ nie wymaga regulacji przy uruchamianiu, natomiast trzeba dobrać wartość rezystancji R10, zależnie od wartości przekładni zastosowanego transoptora, przy czym nie trzeba mierzyć tej przekładni. Po dołączeniu do wejścia układu sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 1 kHz i napięciu 1 V (wartość skuteczna) należy zmierzyć wartość napięcia na wyjściu i odpowiednio zmniejszyć lub zwiększyć rezystancję R10.

Wykonanie układu sprzęgającego z izolacją optyczną galwaniczną może być inne niż przedstawione na rysunkach. Dopuszczalne są inne wartości napięcia zasilania stopnia wyjściowego układu, może to być napięcie nie mniejsze niż 9 V i nie większe niż 18 V. Zamiast zasilacza złożonego z elementów D2, C7, R19, Z1 i T1 można zastosować gotowy zasilacz małej mocy. (cr)



Rys. 3. Płytkę drukowaną (skala 1:1)



Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce



# Kompresja cyfrowego sygnału wizyjnego (3)

## Kodowanie

### Sekwencyjne kodowanie obrazów

W celu maksymalnego wykorzystania redundancji wynikającej z podobieństwa pikseli wewnątrz obrazu oraz obrazów wynikających kolejno po sobie, do jak najskuteczniejszej kompresji danych, w systemie MPEG podzielono ciąg obrazów na sekwencje. W każdej sekwencji przesyła się wiele zakodowanych obrazów i to w różny sposób: metodą wewnątrzobrazową (DCT) i z prognozowaniem międzyobrazowym z kompensacją ruchu. Chociaż skuteczność kompresji z kompensacją ruchu jest większa niż kompresji wewnątrzobrazowej, nie można jej użyć do kodowania wszystkich obrazów w sekwencji, nie byłoby bowiem obrazu odniesienia zapewniającego bezpośredni dostęp do sekwencji. W standardzie MPEG-2 określono trzy typy kodowania obrazów wchodzących w skład sekwencji.

□ Obrazy I (*Intra Pictures*) – obrazy kodowane wewnątrzobrazowo, nie zawierające informacji z innych obrazów. Są to takie obrazy, jakie są używane w standardzie JPEG. Użytkuje się tu średni stopień kompresji tylko dzięki redukcji redundancji przestrzennej. Są one okresowo używane w celu zapewnienia dostępu do strumienia danych zakodowanej sekwencji obrazów, gdy zaczyna się jej dekodowanie.

□ Obrazy P (*Predicted Pictures*) – obrazy kodowane z prognozowaniem międzyobrazowym z kompensacją ruchu na podstawie poprzedzającego obrazu I lub poprzedzającego obrazu P. Uzyskiwany stopień kompresji jest znaczny.

□ Obrazy B (*Bidirectional Pictures*) – obrazy kodowane z prognozowaniem dwukierunkowym z kompensacją ruchu zapewniają najwyższy stopień kompresji, ale trzeba mieć do dyspozycji zarówno obraz wcześniejszy od bieżącego, jak i późniejszy, następuje bowiem ich uśrednianie. Obrazy kodowane z prognozowaniem dwukierunkowym nigdy nie są używane jako odniesienie przy prognozowaniu innych obrazów.

Przykład sekwencji 12 obrazów jest podany na rys. 3. Taka sekwencja trwa 480 ms; jest stosunkowo krótka ze względu na występujące opóźnienie, lecz na tyle długa, aby zapewnić maksymalną efektywność kompresji.

Standard MPEG-2 nie określa kolejności typów obrazów występujących w powtarzającej się

sekwencji zwanej "grupą obrazów" – GOP (*Group of Pictures*). Zależy to od rozwiązania konkretnego kodera przeznaczanego do określonego celu. Regularna struktura GOP może być określona liczbą (N) obrazów w strukturze GOP i odległością (M) między obrazami P.

### Realizacja koderów JPEG i MPEG-2

Standard kodowania MPEG powstał później niż JPEG, ale ma wiele podobieństw. Warto więc dla lepszego zrozumienia zacząć od opisu kodera w standardzie JPEG. W celu uproszczenia, na rys. 4 przedstawiono podstawowe elementy kodowania wg JPEG tylko dla jednego z sygnałów komponentowych. Zastosowano tu trzy podstawowe techniki kodowania oszczędności: DCT, kwantowanie, kodowanie entropowe. Kodowane obrazy są więc obrazami typu I, tzn. kodowanymi wewnątrzobrazowo, tym samym istnieje bezpośredni dostęp do każdego obrazu, co zapewnia montaż nagranych programów z dokładnością do jednej klatki. Jest to kodowanie efektywne, jednak w tym standardzie nie przewidywano przesyłania obrazów ruchomych, więc nie wykorzystuje dużego stopnia korelacji (re-

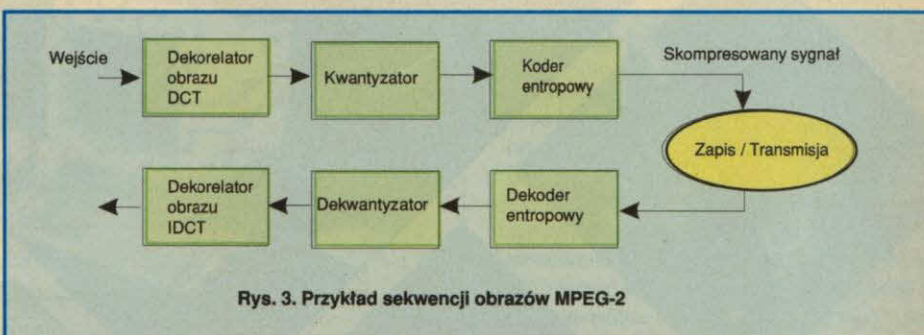
dundancji czasowej) w sekwencji kolejnych obrazów, co dałoby dalszą możliwość kompresji szybkości bitowej. Z tego właśnie powodu zdecydowano się na opracowanie nowego standardu MPEG.

Na rys. 5 przedstawiono schemat głównych bloków funkcjonalnych kodera MPEG. Rysunek obejmuje dla uproszczenia tylko tor luminancji. Do wejścia kodera jest doprowadzony cyfrowy sygnał komponentowy: Y, Cb, Cr - 4:2:0.

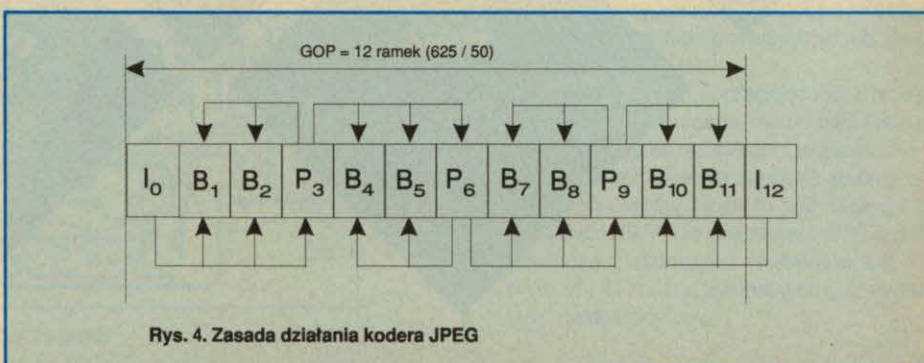
Ze względu na stosowanie obrazów B, przed przystąpieniem do kodowania konieczna jest zmiana naturalnej kolejności występowania obrazów w sekwencji po to, aby nie tylko obraz wcześniejszy, lecz i późniejszy wyprzedzał obraz, który ma być zakodowany z dwukierunkowym prognozowaniem. Dokonuje się tego na wejściu kodera. Ta zmieniona kolejność nadawania obrazów pozostaje przy dalszej obróbce, transmisji i na wejściu dekodera. Dopiero dekodator przywraca naturalną kolejność obrazów.

Koder określa typ kodowania każdego z kolejnych obrazów. Następnie wyznacza się wektory ruchu dla wszystkich makrobloków (o wymiarach 16 pikseli na 16 linii), na które został podzielony obraz. Wektory ruchu są wyznaczone tylko w torze luminancji. Nie wyznacza się wektorów ruchu dla makrobloków obrazu I, dla obrazów P jest wyznaczony jeden wektor, a dla obrazów B, dwa wektory.

Makrobloki każdego obrazu są kodowane kolejno z lewej do prawej i z góry w dół. Jest to podstawowa jednostka kodowania, która jednak – ze względu na dyskretną transformację kosinusoidalną (DCT) sygnału, operującą na blokach obrazu 8 pikseli na 8 linii – jest

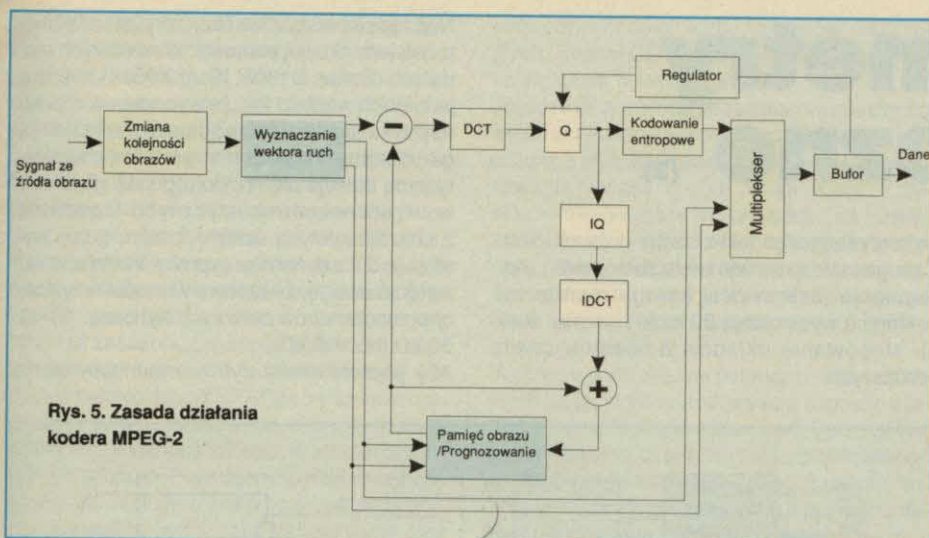


Rys. 3. Przykład sekwencji obrazów MPEG-2



Rys. 4. Zasada działania kodera JPEG





Rys. 5. Zasada działania kodera MPEG-2

dzielona na cztery bloki o strukturze  $8 \times 8$ . Zasada działania prognozowania międzyobrazowego z kompensacją ruchu została już omówiona. Jak jednak wygląda realizacja tego procesu w koderze? Otóż, jak wspomniano, do wyliczenia prognozy aktualnie nadawanego (kodowanego) obrazu trzeba mieć obraz odniesienia, a więc uprzednio trzeba go wpisać do pamięci. Nie może to być jednak obraz bezpośrednio wchodzący do kodera. Oznaczałoby to bowiem konieczność dysponowania takim samym sygnałem również przy przeprowadzaniu dekodowania w dekodery odbiorczych, a takiego warunku nie można spełnić. Obraz dekodowany różni się bowiem od obrazu doprowadzonego do wejścia kodera, gdyż redukcja szybkości bitowej nie jest

całkowicie bezstratna co oznacza, że występują pewne niewielkie zniekształcenia w obrazie. Dlatego do obliczenia prognozy w koderze używa się, z konieczności, zdekodowanego sygnału, co wymaga wbudowania w koder lokalnego dekodera, składającego się z dekwantyzatora IQ i inwertera DCT-IDCT. Dekoder dostarcza takiego samego sygnału, jaki będzie w dekodery odbiorczych. Jak widać, proces prognozowania międzyobrazowego z kompensacją ruchu jest w koderze rozdzielony. Obliczanie prognozy musi się odbywać w gałęzi sprzężenia zwrotnego, podczas gdy szacowanie wektora ruchu dokonuje się na sygnale wejściowym. Utworzona w układzie *pamięci obrazu/prognozowania* prognoza dla aktualnie nadawanego obrazu

(przy wykorzystaniu wektora ruchu) jest liniową kombinacją poprzednio zdekodowanych wartości próbek obrazu. Prognoza ta jest następnie odejmowana od aktualnie nadawanego obrazu, tworząc w ten sposób sygnał różnicowy, tzw. błąd prognozy, czyli obraz błędu prognozowania.

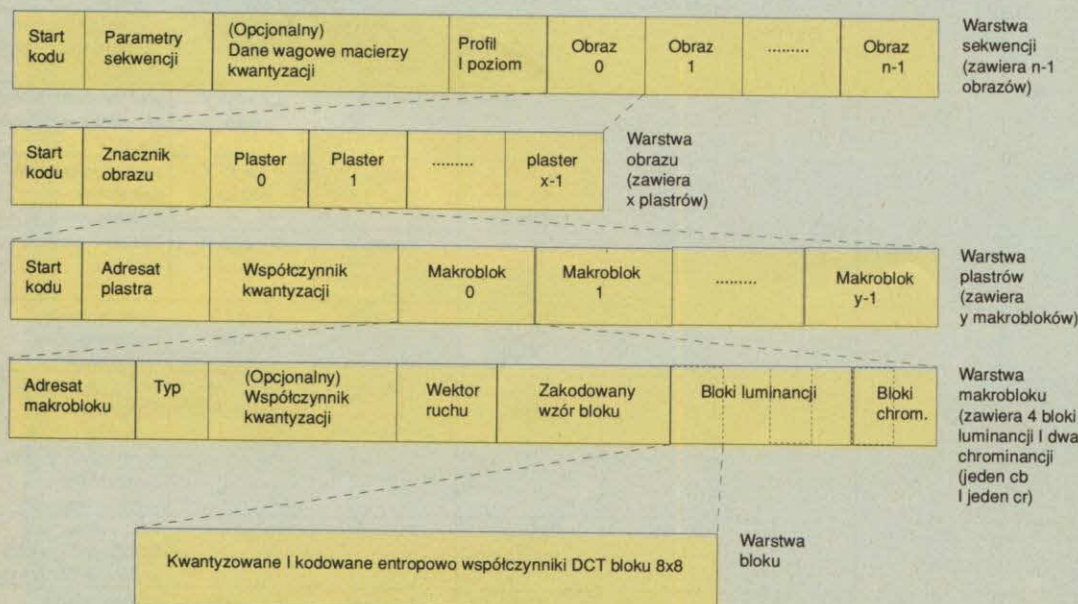
Ponieważ nie tylko w obrazie oryginalnym, który ma być kodowany jako obraz I, lecz i w obrazie błędu prognozowania istnieje duża redundancja przestrzenna, wszystkie obrazy wchodzące w skład sekwencji są poddawane transformacji DCT, kwantowaniu i kodowaniu entropowemu, a więc takiemu kodowaniu, jakie jest stosowane w standardzie JPEG. W multiplexersie do sygnałów wizji dodaje się sygnały wektorów ruchu oraz trybu kodowania.

Ze względu na to, że koder usuwa redundancję obrazu pochodzącego ze źródła, szybkość bitowa na wyjściu kodera jest zmienna. Jednak w wielu zastosowaniach jest konieczne, aby strumień miał szybkość stałą. W tym przypadku na wyjściu kodera umieszcza się bufor. Bufor zapędnia się ze zmienną szybkością bitową strumienia wychodzącego z kodera, lecz jest czytany z szybkością stałą. Aby uchronić bufor przed niedoładowaniem lub przeładowaniem zastosowano układ sprzężenia zwrotnego, który powoduje, że średnia szybkość bitowa nadawanego sygnału jest funkcją zapędnienia bufora. Dla przykładu, średnią szybkość bitową można zmniejszyć przez zmniejszenie liczby poziomów kwantowania współczynników DCT. Działanie to redukuje liczbę bitów generowanych w koderze entropowym, lecz powoduje wzrost zniekształceń w dekodowanym obrazie.

Również dekodery powinny być wyposażone w bufor wejściowy. Wielkość bufora zastosowanego w koderze i dekodery musi być taka sama.

Przed transmisją sygnału MPEG-2 do sygnału wizyjnego dodaje się dane systemowe, informujące odbiorcę o zasadniczych warunkach pracy, dodaje się też dźwięk towarzyszący.

Dzięki hierarchicznej strukturze strumienia danych wychodzących z kodera (rys. 6) cyfrowy sygnał wizyjny zakodowany metodą MPEG-2 ma dużą odporność na błędy występujące w torze transmisyjnym. ■



Rys. 6. Struktura strumienia danych MPEG-2

Grażyna Kurpiewska



# Potencjometry elektroniczne (2)

## Porównanie różnych potencjometrów cyfrowych

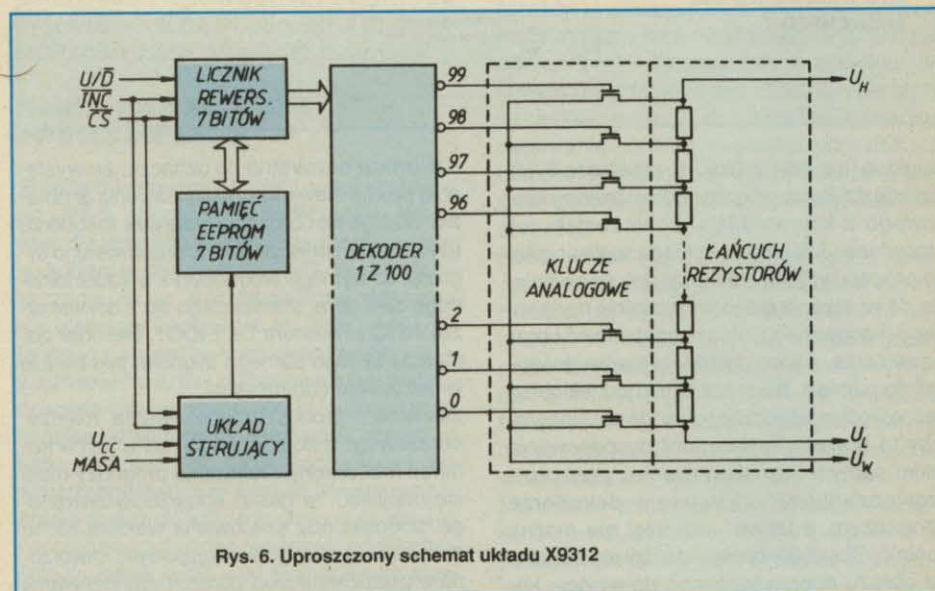
W tabelicy przedstawiono kilka wybranych modeli potencjometrów cyfrowych wraz z ich podstawowymi parametrami. Oprócz układów firmy Analog Devices znajdują się w niej produkty Firm Xicor i Dallas Semiconductor. Już z pobieżnego przeglądu tabelicy widać, że producenci stosują różne rozwiązania elementów pełniących tę samą funkcję. Stałym elementem jest tylko "łańcuszek" rezystorów z wyprowadzonymi na zewnątrz dwoma końcami oraz dołączany do jego dowolnego punktu - za pomocą kluczy analogowych ( tranzystorów MOS) - suwak potencjometru.

Różnice zaczynają się już od liczby położenia suwaka (kroków regulacji). Typową wartością jest 256 kroków. Obecnie nie ma modeli o większej liczbie kroków, ale zdarzają się typy o mniejszej. Jest nawet (X9312) układ o nietypowej jak na technikę cyfrową liczbie kroków, bo równej 100 (nie jest to potęga dwójki!). Niektóre modele (np. Dallas DS1287 lub DS1867) mają wbudowane układy umożliwiające połączenie dwóch potencjometrów po 256 kroków w celu uzyskania jednego z 512 krokami regulacji. W ten sposób zwiększa się rozdzielczość (precyzję) układu regulacyjnego

wykorzystującego taki złożony potencjometr. Z drugiej strony istnieje wiele zastosowań (np. regulacja jasności ekranu monitora), w których wystarczają 32 kroki i nie ma sensu stosowanie układów dokładniejszych i droższych.

Najczęściej wszystkie rezystory potencjometru są jednakowej wartości. W niektórych modelach (Dallas D1806, Xicor X9514) dobrano jednak ich wartości tak, że wypadkowa charakterystyka regulacji potencjometru ma kształt logarytmiczny. Potencjometry o takiej charakterystyce stosuje się np. do regulacji głośności w urządzeniach akustycznych (zgodność z charakterystyką ucha) lub tam, gdzie występuje duża dynamika sygnału. Warto również zwrócić uwagę, że typowe wartości rezystancji potencjometrów cyfrowych wynoszą: 10 k $\Omega$ , 50 k $\Omega$  lub 100 k $\Omega$ .

Aby potencjometry cyfrowe spełniały swoją



Rys. 6. Uproszczony schemat układu X9312

## Wybrane potencjometry cyfrowe i ich parametry

Producent	Model	Liczba kroków	Rezystancja [k $\Omega$ ]	Konfiguracja	Pamięć nieulotna	Obudowa	Zapis danych	Zasilanie	Uwagi
Analog Devices	AD8402	256	10, 50, 100	podwójny	nie	DIP-14 SO-14	3 sygnały	2,7 + 5,5 V 5 $\mu$ A	prąd wyłączenia rzędu nA, pełna specyfikacja dla AC
Analog Devices	AD8403	256	10, 50, 100	poczwójny	nie	SOL-24	3 sygnały	2,7 + 5,5 V 5 $\mu$ A	prąd wyłączenia rzędu nA, pełna specyfikacja dla AC
Dallas Semiconductor	DS1267	256	10, 50, 100	podwójny	nie	DIP-14 SO-16 TSSOP-20	3 sygnały	5 lub $\pm$ 5 V 650 $\mu$ A	możliwość łączenia kaskadowego do rozdzielczości 512
Dallas Semiconductor	DS1867	256	10, 50, 100	podwójny	tak	DIP-14 SO-16 TSSOP-20	3 sygnały	5 lub $\pm$ 5 V 650 $\mu$ A	DS1267 + pamięć nieulotna
Dallas Semiconductor	DS1802	64	50	podwójny	nie	DIP-20 SO-20 TSSOP-20	3 sygnały + przycisk	3 lub 5 V 2 mA	charakterystyka logarytmiczna, do zastosowań audio
Xicor	X9511	32	1, 10	pojedynczy	tak	DIP-8 SO-8	przycisk	5 V, 2 mA czuwanie: 200 $\mu$ A	zapis pozycji suwaka automatyczny lub sterowany, istnieje odpowiednik X9514 z charakterystyką logarytmiczną
Xicor	X9221	64	2, 10, 50	podwójny	tak	DIP-20 SO-20	2 sygnały	5 V, 2 mA czuwanie: 500 $\mu$ A	możliwość łączenia kaskadowego, pamięć wielu ustawień suwaka
Xicor	X9312	100	1, 2, 10, 50	pojedynczy	tak	DIP-8 SO-8	3 sygnały	5 V, 3 mA	zakres napięć na zaciskach potencjometru 0-15 V, programowanie metodą zliczania, prąd wyłączenia 1 mA



funkcję muszą być zasilane. Zachodzi więc pytanie, w jakim położeniu znajduje się suwak po włączeniu zasilania. W różnym, w zależności od konkretnego modelu. W niektórych modelach (AD8402/3 lub DS1668) początkowe położenie suwaka jest ustalone przez konstrukcję układu. Inne (np. DS1867, X9xxx) producent wyposażył we wbudowaną pamięć nieulotną, do której wpisywana jest wartość cyfrowa odpowiadająca początkowemu położeniu suwaka. Może to być wartość określona z góry lub taka, jaka była wybrana w momencie wyłączenia zasilania. Do zapamiętania tego początkowego położenia suwaka stosuje się zwykle pamięci typu EEPROM o trwałości rzędu 50÷100 tys. zapisów, co w praktyce trwa dłużej niż żywotność sprzętu, w którym potencjometr pracuje. Potencjometr X9511 ma pamięć zapamiętującą wiele pozycji suwaka. Kolejną istotną cechą potencjometru jest sposób wpisywania (ustalania) pozycji suwaka. Zwykle stosuje się szeregową metodę trzech sygnałów. Jedną jej wersję została podana przy opisie układów RDAC. Inny sposób jest stosowany w przypadku układu X9312 (rys. 6). Tutaj zastosowano metodę zliczania. Tak jak poprzednio użyto trzech linii, lecz teraz ich funkcje są następujące: sygnał U/D<sup>-</sup> wyznacza kierunek zliczania (dodawanie/odejmowanie) impulsów przyłożonych do wejścia INC – żądane położenie suwaka uzyskuje się przez dodanie lub odejście od aktualnej wartości licz-

nika odpowiedniej liczby impulsów wejściowych. Sygnał CS tak jak poprzednio zezwala na wpisanie nowych danych.

Jeszcze inną metodą jest zastosowanie dwóch wejść przystosowanych do przyłączenia przycisków z płyty czołowej. Jeden służy do przesuwania suwaka "w górę", drugi "w dół". Przy stosowanie polega w tym przypadku na rozwiązywaniu układów wejściowych tak, aby były one niewrażliwe na drgania mechaniczne zestyków. Ten sposób regulacji jest przydatny w sytuacjach wymagających ręcznej regulacji (np. jasność, głośność, itp.).

Ważnymi parametrami potencjometrów cyfrowych są te, które charakteryzują sygnały, z jakimi dany układ może pracować. Szczególnie jest to pasmo częstotliwości (częstotliwość maksymalna), liniowość, zniekształcenia, zakres dynamiczny, szumy. I tak, np. pasmo sygnałów pokrywa zwykle zakres akustyczny, a w niektórych przypadkach (AD8402) znacznie je przewyższa (600 kHz). Ważne jest, aby w każdym przypadku dokładnie przestudiować dane katalogowe, zwracając uwagę nie tylko na wartości liczbowe, ale również na warunki, w jakich te dane są określone. Ponadto nie zawsze wszystkie parametry są równie istotne. W zastosowaniach akustycznych ważnymi parametrami są liniowość i zniekształcenia. W zastosowaniach do regulacji jasności nie są to parametry krytyczne. W przypadku zasilania baterijnego istotny jest pobór mo-

cy. Niestety, w kartach katalogowych różnych producentów podaje się różne zestawy parametrów i trudno jest porównywać różne modele. Ważnym parametrem dopuszczalnym jest maksymalne napięcie, jakie można przyłożyć do końcówek potencjometru – zwykle nie może przekraczać napięcia zasilającego.

Na koniec warto również zasygnalizować, że wprowadzenie potencjometrów cyfrowych nie oznacza automatycznie zaniechania stosowania potencjometrów mechanicznych. W dalszym ciągu są one niezbędne dla konstruktorów, gdyż obok ewidentnych wad mają również cenne zalety. Należą do nich, duży zakres rezystancji i mocy, odporność na przeciążenia, możliwość pracy z dużą składową wspólną napięcia, dostępność z wielu źródeł, pamięć nastawy (wewnętrzna cecha), brak zasilania, prostota użycia. Oczywiście te zalety potencjometrów mechanicznych po zanegowaniu można wymienić jako wady potencjometrów cyfrowych.

Mieczysław Kręciejewski

#### LITERATURA:

- [1] Kossobudzki L.: Potencjometr elektroniczny. "ReAV" nr 3/1993
- [2] Schweber B.: Gain Control Goes Silicon. EDN nr 10/1995
- [3] Analog Dialog Vol. 24, No 3/1990
- [4] Analog Dialog Vol. 29, No 1/1995
- [5] Analog Devices, New Product Applications 1996

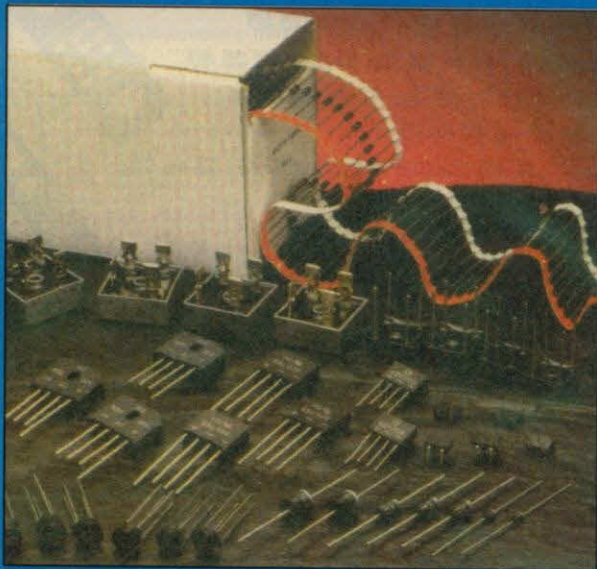


PRZEDSIĘBIORSTWO PRODUKCYJNO  
HANDLOWO USŁUGOWE

"ELEKTRONIK"

20-046 Lublin  
ul. Królewska 13  
tel/fax (81) 532 07 31

Bezpośredni importer  
diód mostków prostowniczych  
Oferuje



diody 1N400... od 2zł. do 2,7zł. za 100szt  
mostki prostownicze 1,5A od 0,21zł. do 0,29zł. za 1szt.  
6A od 0,7zł. do 1,2zł. 8A od 0,9zł. do 1,39zł. 10A od 1,1zł.  
do 1,46zł. 25A od 2,7zł. do 3zł. 35A od 2,75zł. do 3,1zł.



PRZEDSIĘBIORSTWO PRODUKCYJNO  
HANDLOWO USŁUGOWE

"ELEKTRONIK"

20-046 Lublin  
ul. Królewska 13  
tel/fax (81) 532 07 31

Dom Sprzedaży  
Wysyłkowej Elektroniki

zaprasza

w ofercie

- szeroka gama półprzewodników
- półprzewodniki dla serwisu RTV
- złącza i przewody
- baterie i akumulatory
- rezystory 0,125W-5W
- kondensatory ceramiczne
- kondensatory elektrolityczne
- obudowy
- chemia dla elektroniki
- głośniki
- i inne

Katalog bezpłatny dla podmiotów  
gospodarczych i instytucji.

Gwarantujemy jakość.

Realizacja zamówień kompleksowych.

Zamówienia przyjmujemy  
listownie, faksem i telefonicznie.

Spróbuj, wyslij, zadzwon, sprawdź.



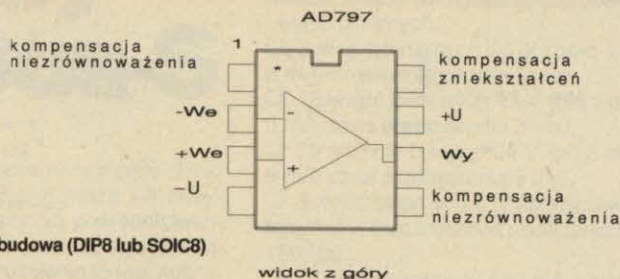
# AD797 – wzmacniacz operacyjny o małych szumach

32

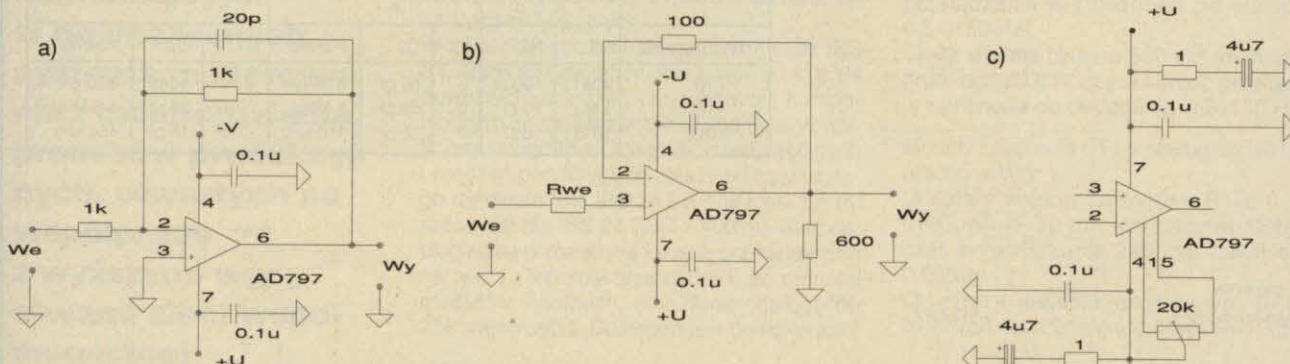
Producent: Analog Devices

## Zastosowanie

- stopnie wejściowe przedwzmacniaczy akustycznych
- profesjonalne wzmacniacze wstępne do torów promieniowania podczerwonego (IR) lub kamer CCD
- sonarowe systemy obrazowania
- analizatory widma częstotliwości
- przedwzmacniacze ultradźwięków
- detektory sejsmiczne
- bufory przetworników a/c i c/a sigma-delta

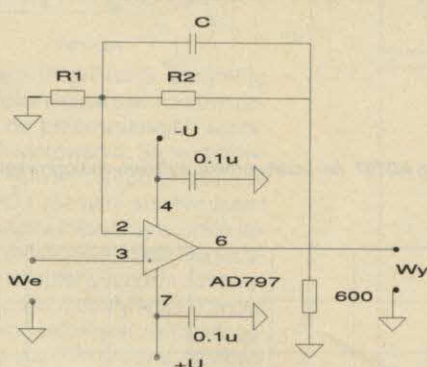


Rys. 1. Obudowa (DIP8 lub SOIC8)

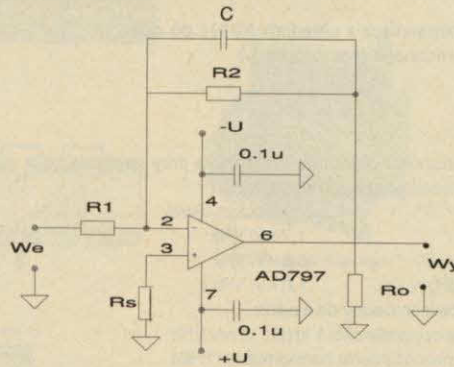


Rys. 2. Typowe połączenie w układzie

a – inwertera, b – bufora oraz c – przykład korekcji napięcia nierównoważenia i odsprężenia zasilania



Rys. 3. Zastosowania układu AD797 jako wzmacniacza nieodwracającego



Rys. 4. Zastosowania układu AD797 jako wzmacniacza odwracającego

Wzmocnienie	R1	R2	C	Szum
2	1 kΩ	1 kΩ	20 pF	3,0 nV/√Hz
2	300 Ω	300 Ω	10 pF	1,8 nV/√Hz
10	33,2 Ω	300 Ω	5 pF	1,2 nV/√Hz
20	16,5 Ω	316 Ω		1,0 nV/√Hz
W>35	10 Ω	(W-1)*10 Ω		0,98 nV/√Hz

Wzmocnienie	R1	R2	C	Szum
-1	1 kΩ	1 kΩ	20 pF	3,0 nV/√Hz
-1	300 Ω	300 Ω	10 pF	1,8 nV/√Hz
-10	150 Ω	1,5 kΩ	5 pF	1,8 nV/√Hz

## Podstawowe cechy

AD797 jest wzmacniaczem operacyjnym o bardzo małych szumach własnych (0,9 nV/√Hz) i małych zniekształceniach (-120 dB), używanym przede wszystkim w różnych rodzajach przedwzmacniaczy. Dodatkowymi zaletami, pożądanymi w wielu zastosowaniach, jest szeroki zakres dynamiki, szybkość narastania napięcia wyjściowego 20 V/μs przy 110 MHz pasmie częstotliwości oraz wartość czasu ustalania wystarczająca nawet dla 16-bitowych przetworników a/c i c/a (do wartości błędu dynamicznego 0,0015% w 800 ns).

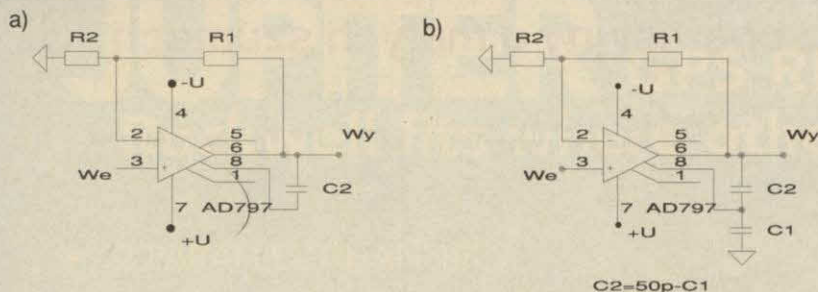
## Parametry graniczne

Maksymalne napięcie zasilania:	±18 V
Maksymalne napięcie wejściowe:	±18 V
Maksymalne różnicowe napięcie wejściowe:	±0,7 V
Temperatura pracy:	
□ dla wersji A i B	-40÷+85°C
□ dla wersji S	-55÷+125°C

## Parametry charakterystyczne (wersja A i S, temperatura 25°C zasilanie ±15 V)

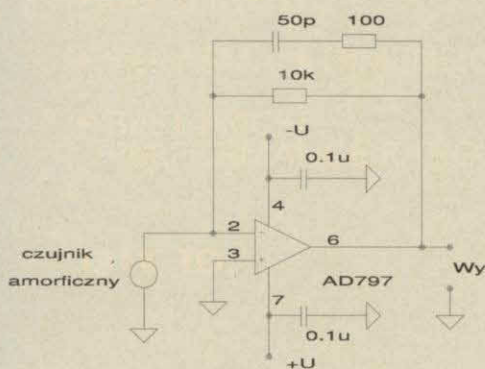
Napięcie zasilania: ±5 ÷ ±15 V (prąd 8,2 A)	
Wejściowe napięcie nierównoważenia:	25 μV
Współczynnik cieplny wejściowego napięcia nierównoważenia:	0,2 μV/°C
Wejściowy prąd polaryzacji:	0,25 μA
Szybkość zmian napięcia wyjściowego na obciążeniu 1 kΩ:	20 V/μs
Pasma częstotliwości	
□ przy wzmacnieniu 1000:	110 MHz
□ przy wzmacnieniu 10:	8 MHz
Współczynnik tłumienia napięcia wspólnego (CMRR):	130 dB
Czas ustalania do wartości błędu dynamicznego 0,0015% na obciążeniu 1 kΩ:	800 ns
Maksymalny prąd obciążenia:	30 mA (układ jest odporny na długotrwałe zwarcia)



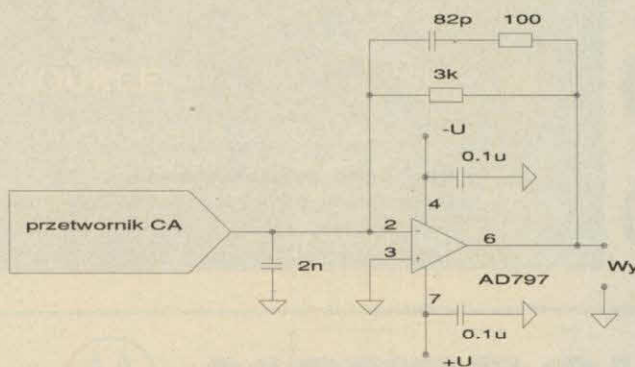


Rys. 5. Redukcja zniekształceń harmonicznych we wzmacniaczu nieodwracającym z wykorzystaniem układu AD797 wykorzystanie:

a - jednego lub b - dwóch kondensatorów kompensujących



Rys. 6. Wzmacniacz z układem AD797 do czujnika amorficznego (np. fotodiody)



Rys. 7. Bufor z układem AD797 do przetwornika cyfrowo-analogowego

Napięcie szumów odniesione do wejścia przy zasilaniu  $\pm 15$  V dla zakresów częstotliwości:

0,1 ÷ 10 Hz	50 nV (szczytowe)
10 Hz	1,7 nV/√Hz
1 kHz	0,9 nV/√Hz
10 Hz ÷ 1 MHz	1,0 nV/√Hz

Prąd szumów odniesiony do wejścia układu (przy częstotliwości 1 kHz): 2 pA/√Hz

Całkowite zniekształcenia harmoniczne (THD) na obciążeniu 1 kΩ i pojemności 50 pF:

□ przy częstotliwości 250 kHz	- 98 dB
□ przy częstotliwości 20 kHz	- 120 dB

Rezystancja wejścia różnicowego (przy pojemności 20 pF): 7,5 kΩ

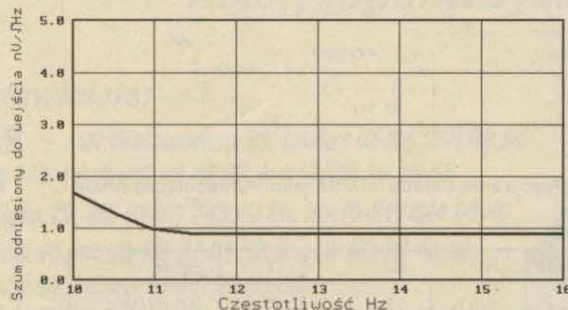
Rezystancja wejścia wspólnego (przy pojemności 5 pF): 100 MΩ

#### Układy aplikacyjne

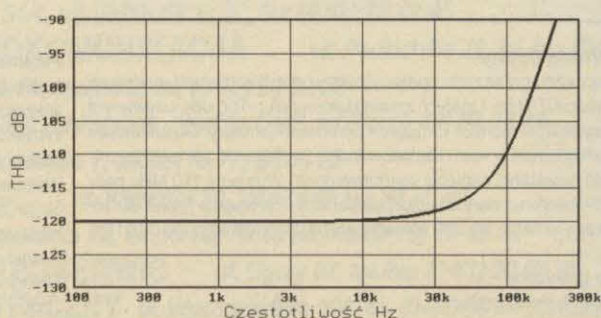
Wyprowadzenia układu są typowe, takie jak w większości wzmacniaczy operacyjnych. Należy pamiętać o bocznikowaniu napięć zasilania parą kondensatorów: ceramicznym 0,1 μF i tantalowym 1,0÷4,7 μF lub lepiej: ceramicznym 0,1 μF i szeregowym połączeniem kondensatora tantalowego 4,7÷22 μF z rezystorem węglowym 1,1÷4,7 Ω.

Układ AD797 szczególnie dobrze nadaje się do współpracy ze źródłami sygnału o impedancji 0÷1 kΩ. Ze względu na małe wartości szumów własnych należy stosować w pętli sprzężenia zwrotnego rezystory nie tylko o niskim współczynniku szumów (metalizowane), ale i o małych wartościach, nawet kilka omów, ponieważ wartość współczynnika szumów układu jest mniejsza niż szumy Johnsona na rezystorze 50 Ω. Układ, ze względu na warunki stabilnej pracy i wartości szumów, powinien pracować ze wzmocnieniem większym niż 1.

(mg)



Rys. 8. Widmo gęstości napięcia szumów

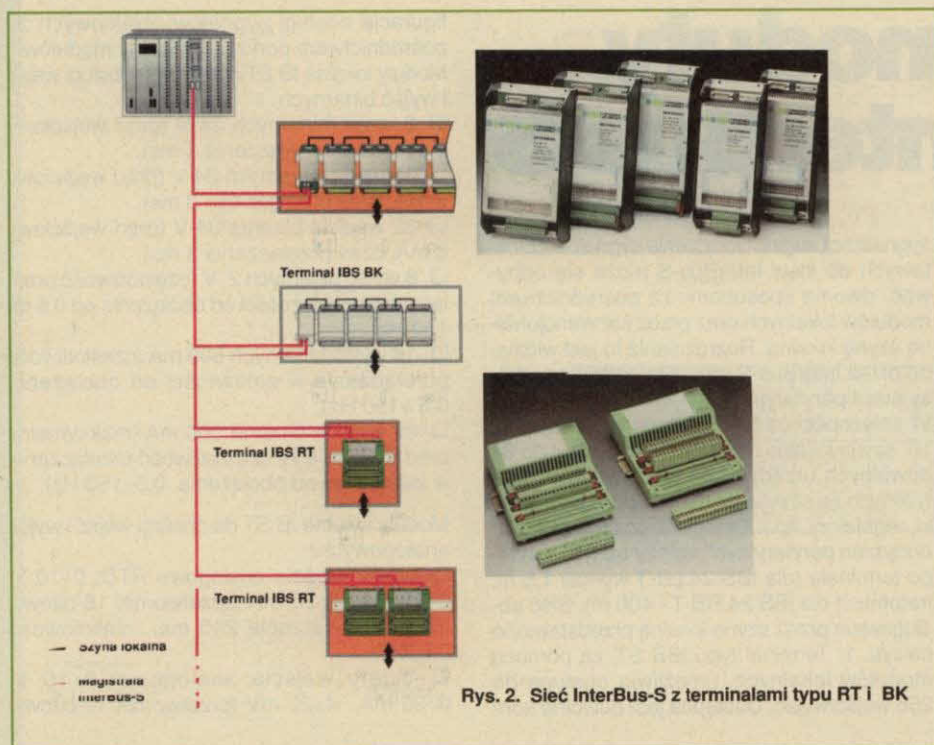


Rys. 9. Zniekształcenia harmoniczne w funkcji częstotliwości



## 23





Rys. 2. Sieć InterBus-S z terminalami typu RT i BK

nych często jest konieczna transmisja wielu sygnałów z wydzielonego gniazda lub urządzenia technologicznego. Do obsługi tego typu zadań przewidziane są terminale modułowe. Podstawowym elementem, zarządzającym transmisją w obrębie wydzielonego gniazda technologicznego, jest terminal szyny lokalnej. Organizuje on jego obsługę w strukturę drzewa, którego gałęzią jest szyna lokalna. Terminal szyny lokalnej dokonuje podziału funkcji w instalacji InterBus-S między magistralą lokalną, a magistralą InterBus-S. Segment obsługiwany przez terminal szyny lokalnej może być indywidualnie zablokowany lub odblokowywany dla systemu InterBus-S. Umożliwia to lokalną aktywację elementów gniazda technologicznego i sterowanie indywidualnymi partiami urządzenia.

W zastosowaniach przemysłowych potencjały poszczególnych partii urządzenia mogą się różnić. Terminal szyny lokalnej zapewnia wyrównywanie tych potencjałów oraz separuje lokalne segmenty od sieci InterBus-S. Kolejną jego cechą jest możliwość regeneracji i odświeżania sygnałów transmisyjnych, przez co zostaje zapewniona wymagana jakość i ochrona transmisji, a kolejny terminal w sieci może być oddalony o maksymalną odległość. Terminal szyny lokalnej (rys. 2) umożliwia obsługę do ośmiu uniwersalnych modułów typu IBS. Odległość między modułami szyny lokalnej może wynosić do 1,5 m.

Wiele różnorodnych modułów obiektowych systemu InterBus umożliwia indywidualne aplikacje jako terminale modułowe systemu InterBus-S. Moduły pracujące pod kontrolą szyny lokalnej dostępne są w następujących konfiguracjach:

- 16 wejść binarnych 24 V (prąd wejściowy 7 mA, czas przełączania 3 ms, 1-, 2- i 3-przewodowe),
- 32 wejścia binarne 24 V (prąd wejściowy 7 mA, czas przełączania 3 ms, 1- i 4-przewodowe),
- 16 wejść binarnych 500 mA (maksymalny prąd modułu 8 A, częstotliwość przełączania w zależności od obciążenia 1÷5 Hz),
- 16 wyjść binarnych 2 V (maksymalny prąd modułu 16 A, częstotliwość przełączania w zależności od obciążenia 1÷5 Hz),
- 32 wyjścia binarne 500 mA (maksymalny prąd modułu 8 A, częstotliwość przełączania w zależności od obciążenia 0,3÷8 Hz),
- 8 wyjść przełącznikowych 6,3 A,
- 16 wyjść przełącznikowych 2 A,
- 16 wyjść 230 V AC (0,5 A, częstotliwość przełączania 1 Hz),
- 4 wejścia analogowe (wejścia 0÷20 mA, 4÷20 mA, 0÷10 V, przetwornik 14-bitowy, czas przetwarzania 0,2 ms, błąd przetwarzania < 0,5 %),
- 8 wyjść analogowych (wyjścia 0÷20 mA, 4÷20 mA, 0÷10 V, przetwornik 12-bitowy, czas przetwarzania 0,8 ms, błąd przetwarzania < 0,02 %),
- 16 wejść dla termopar (typ dowolny),
- 1 kanał interfejsu szeregowego wg standardu V.24.

Krzysztof Rogala

czas przetwarzania 0,1 ms, błąd 0,02%, nieliniowość 0,05%),

□ cztery wyjścia analogowe: 0÷10 V, 0÷20 mA, 4÷20 mA (przetwornik 12-bitowy, czas przetwarzania 1 ms, błąd 0,1%, nieliniowość 0,05%).

Moduł lokalny IB ST do obsługi szyny ASI umożliwia dołączenie do sieci 31 modułów sieci ASI. Szyna ASI wykorzystuje kabel dwużyłowy jednocześnie do zasilania i obsługi urządzeń automatyki przemysłowej. Każde urządzenie obiektowe sieci ASI ma do dyspozycji 4 bity do obsługi wejść lub wyjść. Jeden moduł IB ST ASI umożliwia sterowanie 128 bitami w czasie 5 ms. Rozpiętość szyny ASI może wynosić nawet 100 m. Konfiguracja ciągu bitów ASI może być dokonywana zarówno przez system, jak również z klawiatury modułów. W celu monitorowania statusu i diagnostyki szyny ASI, moduł jest wyposażony w dwupozycyjny wyświetlacz. Schemat dołączenia modułu obsługi szyny ASI przedstawiono na rys 1.

### Moduły zdalnych terminali typu IBS RT

Terminale IBS RT są przeznaczone do obsługi gniazd technologicznych, grupujących terytorialnie niewielką liczbę czujników i urządzeń wykonawczych. Każdy terminal jest wyposażony w standardowe funkcje diagnostyczne, takie jak: kontrola zasilania, stan zablokowania lub odblokowania, dołączenie terminala do sieci InterBus-S. Terminale IBS RT są montowane na typowych szynach montażowych. Ich konstrukcja jest zwarta, a uziemienie terminala jest realizowane automatycznie po jego zamontowaniu. Odległość między poszcze-

gólnymi terminalami typu IBS RT może dochodzić do 400 m.

Zdalne terminale IBS RT (rys. 2) są dostępne w następujących wariantach konfiguracyjnych:

- 16 wejść binarnych 24 V (prąd wejściowy 6 mA, czas przełączania 3 ms),
  - 32 wejścia binarne 24 V (prąd wejściowy 6 mA, czas przełączania 3 ms),
  - 16 wyjść binarnych 500 mA (maksymalny prąd modułu 8 A, częstotliwość przełączania w zależności od obciążenia 0,3÷8 Hz),
  - 32 wyjścia binarne 500 mA (maksymalny prąd modułu 8 A, częstotliwość przełączania w zależności od obciążenia 0,3÷8 Hz),
  - 16 wejść 24 V i 16 wyjść 500 mA (parametry jak powyżej),
  - 8 wejść binarnych 24 V i 8 wyjść przełącznikowych 2 A,
  - 16 wejść 230 V AC (prąd wejściowy 6 mA, czas przełączania 3 ms),
  - 16 wyjść 230 V AC (0,5 A, częstotliwość przełączania 1 Hz),
  - 4 wejścia i 2 wyjścia analogowe:
- ⇒ wejścia – przetwornik 14-bitowy, standard sygnału wejściowego dowolny, czas przetwarzania dla całego modułu 360 ms, błąd przetwarzania < 0,35%,
- ⇒ wyjścia – przetwornik 12-bitowy, standard sygnału wyjściowego dowolny, czas przetwarzania 1 ms, błąd przetwarzania < 0,9%.
- Wszystkie terminale umożliwiają dołączenie elementów automatyki przemysłowej wykonanych techniką 1-, 2-, 3- lub 4-przewodową.

### Modułowe terminale typu IBS

Do optymalizacji połączeń rozproszonych systemów sterowania między poszczególnymi gniazdami i urządzeniami linii technologicz-



**W kilku najbliższych numerach omówimy różne rodzaje czujników (senzorów) temperatury, przydatnych do pomiarów zarówno w warunkach przemysłowych i laboratoryjnych, jak i domowych. Będą to czujniki parametryczne (bierne) w tym rezystancyjne półprzewodnikowe i metalowe oraz generacyjne (czynne) m.in. termopary i fotoelementy.**

## Pomiary i skale temperatury

Stopień nagrzania ciała - temperaturę - określamy jako jeden z parametrów jego stanu termodynamicznego. Zgodnie z Międzynarodowym Układem Jednostek Miar (SI) jednostką temperatury jest kelwin. Jednemu kelwinowi (1 K) odpowiada  $1/273,16$  temperatury termodynamicznego punktu potrójnego wody. Wśród spotykanych pomiarowych skal temperatury najczęściej stosowana jest skala Celsjusza ( $^{\circ}\text{C}$ ) różniąca się od skali bezwzględnej jedynie wartościami stałych punktów termometrycznych - punktów odniesienia charakterystycznych dla pewnych stanów cieplnych ciał (np. punkty wrzenia, krzepnięcia itp.), natomiast nie różniąca się wartością jednostkową (wartość  $1\text{ K} = 1^{\circ}\text{C}$ ). Temperatura ( $t$ ) potrójnego punktu wody wynosi  $0,0100^{\circ}\text{C}$  ( $273,16\text{ K}$ ), temperatura topnienia lodu wynosi  $0,0^{\circ}\text{C}$  ( $273,15\text{ K}$ ) temperatura równowagi zaś między wodą a jej parą przy ciśnieniu  $p = 1013,25\text{ hPa}$  wynosi  $100,00^{\circ}\text{C}$  ( $373,15\text{ K}$ ). W przypadku zmiany ciśnienia ( $p$ ) zmienia się ona wg wzoru:

$$t = 100 + 28,012 \cdot (p/p_0 - 1) - 11,64 \cdot (p/p_0 - 1)^2 + 7 \cdot (p/p_0 - 1)^3.$$

Podane punkty mogą być wykorzystywane do wzorcowania termometrów w warunkach przemysłowych, a szczególnie punkt  $0,0^{\circ}\text{C}$ , do wyznaczenia którego używa się mieszaniny wody z lodem.

# Pomiary i czujniki temperatury

Mieszanina ta (pół na pół wody z lodem) powinna mieć objętość wielokrotnie większą niż objętość badanego czujnika (ponad 1000 razy). W czasie pomiarów należy przetrzymać ją w kalorymtrze. Należy także pamiętać, aby woda używana jako medium pomiarowe była jak najczystsza, a najlepiej destylowana. Do wyznaczenia temperatury wrzenia wody trzeba mieć możliwość dokładnego pomiaru ciśnienia (bez tego dokładność może być  $\pm 5^{\circ}\text{C}$ ).

Informację o stanie ciśnienia można zdobyć w telegazecie programów ogólnopolskich (strona 166 - aktualizacja cztery razy dziennie) lub w najbliższej stacji meteorologicznej, np. na lotnisku. Należy także pamiętać o różnicy ciśnienia związanej ze zmianą wysokości względem punktu pomiarowego (ok.  $1\text{ hPa}$  na  $8\text{ m}$ ). Błąd określania temperatury wynikający z niedokładności przyjęcia wartości ciśnienia  $\pm 2\text{ hPa}$  wynosi ok.  $\pm 0,06^{\circ}\text{C}$ .

Dodatkowo do wzorcowania termometrów w zakresie wyższych temperatur można korzystać z punktu krzepnięcia cyny (o czystości 99,9999%)  $231,9681^{\circ}\text{C}$  ( $505,1181\text{ K}$ ). Pozostałe punkty nie nadają się do łatwego i dostępnego wzorcowania termometrów. W warunkach profesjonalnych można uzyskiwać dokładności do  $0,0001\text{ K}$  (np. termometry kwarcowe).

Wśród innych skal temperatury możemy spotkać skalę Fahrenheita ( $^{\circ}\text{F}$ ) oraz skalę Rankine'a ( $^{\circ}\text{R}$ ), zależności między wartościami temperatury w różnych skalach są następujące:

$$t = \frac{5}{9}(t_F - 32) \quad T = t + 273,15$$

$$t_F = \frac{9}{5}t + 32 \quad T_R = t_F + 459,7$$

przy czym obowiązują ogólnie przyjęte oznaczenia temperatury:  $t$  - w skali Celsjusza,  $T$  -

w skali bezwzględnej Kelwina,  $t_F$  - Fahrenheita,  $T_R$  - Rankine'a. Do pomiarów temperatury ciał, cieczy i gazów wykorzystuje się wiele zjawisk fizycznych związanych z wpływem temperatury - nagrzewania i ochładzania - na zmiany:

- geometryczne (np. wydłużanie, skracanie, skręcanie),
- właściwości elektryczne i magnetyczne

(np. zmiany rezystancji, generacja szumu),

□ właściwości sprężyste ośrodków (np. zmiany prędkości rozchodzenia się fal ultradźwiękowych lub załamania światła),

□ właściwości emitowanego promieniowania podczerwonego.

## Metody pomiaru temperatury

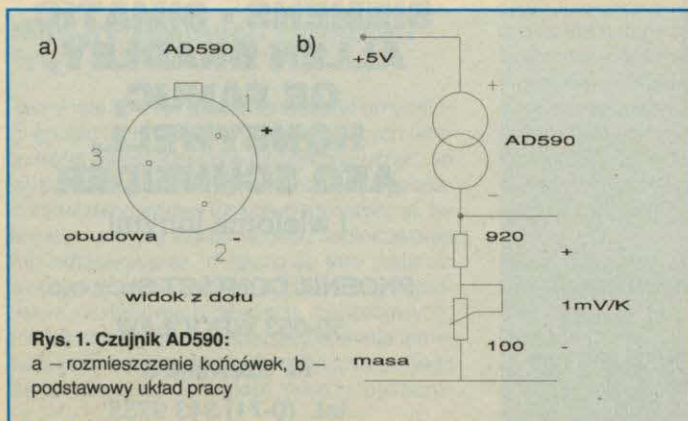
Wśród dostępnych czujników/przyrządów do pomiaru temperatury możemy dokonać głównego podziału na elementy:

□ stykowe, które bezpośrednio ingerują w badany obiekt (pole temperaturowe) - dlatego wymiary czujnika muszą być jak najmniejsze, aby zaktówienie wprowadzane jego masą było pomijalne,

□ bezstykowe, przy użyciu których pomiar dokonywany jest przez analizę energii promienistej emitowanej przez obiekt. Głównym problemem jest tu wykonanie odpowiednich filtrów i soczewek optycznych umożliwiających rejestrację pożądanego fragmentu widma promieniowania ze wskazanego kierunku i w należytym kącie brylowym.

Obecnie jest produkowanych wiele różnych typów czujników do pomiarów temperatury. Ze względu na cenę i dokładność coraz bardziej popularne stają się półprzewodnikowe czujniki temperatury, niemniej - choćby ze względu na zakres pomiarów - ciągle ważnym rodzajem czujników są termopary i termorezystory. Wszystkie te czujniki (stykowe elektryczne) pracują w różnych zakresach temperatur, mają różną dynamikę działania i zakresy stosowności ze względu na warunki otoczenia. Czujniki stykowe półprzewodnikowe pracują najczęściej w zakresie temperatur  $-50 \div +150$  ( $+300$ ) $^{\circ}\text{C}$ , stykowe metalowe  $-200 \div +850^{\circ}\text{C}$ , stykowe termopary  $-200 \div +1300^{\circ}\text{C}$ , natomiast bezstykowe półprzewodnikowe - czujniki podczerwieni (IR *infra red*) - mierzą w widmie  $1 \div 20\text{ }\mu\text{m}$   $-200 \div +2000^{\circ}\text{C}$ . Firmami zagranicznymi, których czujniki możemy spotkać na rynku są: Analog Devices, Honeywell, National Semiconductor, Philips, Siemens, Smartec. Polscy producenci to: Czaki Thermo-Product, Lima-Therm i Mera KFAP.

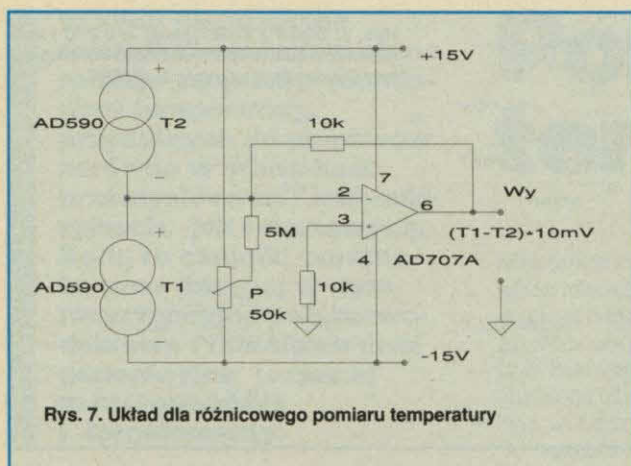
Do wzorcowania termometrów przemysłowych jak i komercyjnych używanych w pomiarach pomocniczych należy używać odpowiednio dokładniejszych (przynajmniej kilkakrotnie) termometrów laboratoryjnych. Tu nie należy zapominać o termometrach szklanych, gdyż ich dokładności (nawet  $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ ), dynamika odpowiedzi na zmiany temperatury i stosunkowo szeroki zakres pracy ciągle czyni je wartościowymi przyrządami. Najnowsze półprzewodnikowe czujniki temperatury mają wbu-











Rys. 7. Układ dla różnicowego pomiaru temperatury

ru jest rzędu 0,5%) oraz możliwość zdalnego pomiaru z ewentualnym dodatkowym przetwarzaniem przez dołączenie multimetru do komputera (rys. 2). Pobór prądu z baterii wynosi ok. 300  $\mu$ A. Korzyści z połączenia interfejsem do komputera to – oprócz wizualizacji wyniku i jego archiwizacji – także możliwość ustawienia progów alarmowych, przedstawienia wyniku po przeliczeniu w innych skalach

oraz wykorzystanie wyniku w innych procesach pomiarowych. W układzie przedstawionym na rys. 3 otrzymuje się napięcie wyjściowe proporcjonalne do temperatury w skali Celsjusza. Dzięki linearyzacji uzyskano nieliniowość o maksymalnej wartości  $\pm 0,2^\circ\text{C}$ . Należy zastosować źródło napięcia odniesienia 10,000 V (układ AD581) o dużej dokładności ( $\pm 5$  mV, stałość 5 ppm/ $^\circ\text{C}$ ). Można jednak zastąpić ten układ źródłem REF01 o dokładności  $\pm 20$  mV (stałość 10 ppm/ $^\circ\text{C}$ ), a precyzyjny wzmacniacz operacyjny AD707 (mały offset – 15  $\mu$ V i dryf napięcia – 0,1  $\mu$ V/ $^\circ\text{C}$ ) układem AD708 (30  $\mu$ V i 0,3  $\mu$ V/ $^\circ\text{C}$ ), OP77 (100  $\mu$ V i 1,2  $\mu$ V/ $^\circ\text{C}$ ) lub nawet układem OP07 (150  $\mu$ V i 2,5  $\mu$ V/ $^\circ\text{C}$ ) licząc się z pogorszeniem parametrów zależnych od zmian temperatury. Potencjometrem wieloobrotowym P1 ustawiamy napięcie wyjściowe 0 V dla temperatury  $0^\circ\text{C}$ , potencjometrem P2 zaś ustawiamy napięcie wyjściowe 10 V dla temperatury  $+100^\circ\text{C}$ .

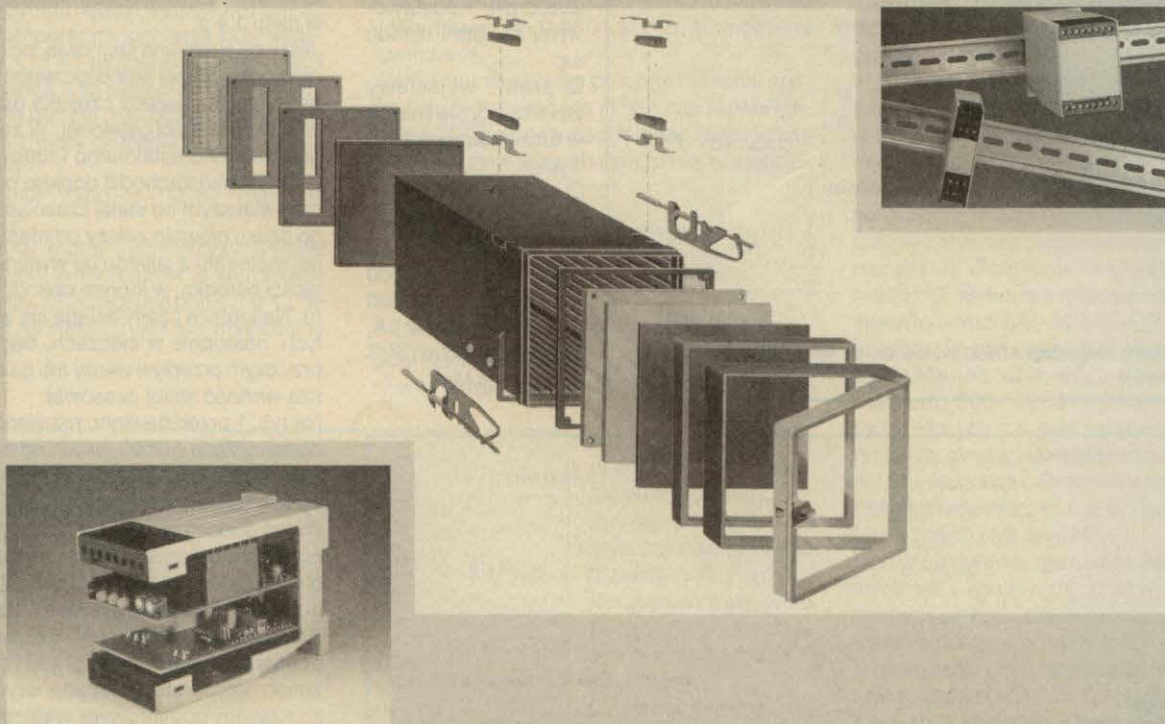
Do zastosowań pomiarowych, w których jest wymagana mniejsza dokładność można wykonać układ przedstawiony na rys. 4. Układ jest zasilany tylko z jednego źródła napięcia (+5 V), dlatego nie można go wprost wykorzystać do pomiarów temperatur mniejszych niż  $0^\circ\text{C}$  (można przesunąć poziom odniesienia  $-273,2$  mV – jednak kosztem ograniczenia końca zakresu pomiarowego czujnika). Możliwe są także jednoczesne pomiary za pomocą wielu czujników, przy szeregowym ich połączeniu mierzone napięcie jest proporcjonalne do najniższej mierzonej temperatury (rys. 5), w połączeniu równoległym zaś do średniej temperatury mierzonej wszystkimi czujnikami (rys. 6). Dzięki połączeniu równoległemu i umieszczeniu razem wszystkich czujników możemy zwiększyć dokładność odczytu temperatury w danym miejscu. Na rys. 7 przedstawiono układ do różnicowego pomiaru temperatury, w którym potencjometr wieloobrotowy P służy do nastawienia na wyjściu układu 0 V po umieszczeniu czujników w tej samej temperaturze (zatkanie). Układ ten może być wykorzystany do pomiarów przepływu cieczy lub gazów.

Miroslaw Gieron



WYŁĄCZNY DYSTRYBUTOR W POLSCE OBUDÓW FIRM:

01-821 WARSZAWA ul. SWARZEWSKA 40 tel./fax (0 22) 342873, (0 22) 663 93 38  
e-mail: lcel @ medianet. com. pl



OBUDOWY PANELOWE, OBUDOWY NA SZYNĘ DIN.



# Zegar-termometr z mikrosterownikiem MSP430

**Zegar-termometr wskazuje czas i datę oraz mierzy temperaturę otoczenia. Może być używany w domu, w samochodzie lub podczas urlopu na jachcie.**

O niedawna na naszym rynku układów elektronicznych są dostępne nowoczesne mikrokomputery jednoukładowe (mikrosterowniki) rodziny MSP430 (Texas Instruments). Były już one przedstawiane na naszych łamach w numerach 2 i 8/96.

W mikrosterowniku MSP430 znajdują się następujące moduły wykonawcze:

- 16-bitowa jednostka centralna (CPU),
- pamięci ROM i RAM o sposobie adresowania wspólnym z rejestrami,
- zestaw liczników i *watchdog timer*,
- port cyfrowy we/wy,
- wielowejściowy 14-bitowy przetwornik analogowo/cyfrowy (ADC),
- sterownik wyświetlaczy ciekłokrystalicznych (LCD) obsługujący do 80 segmentów.

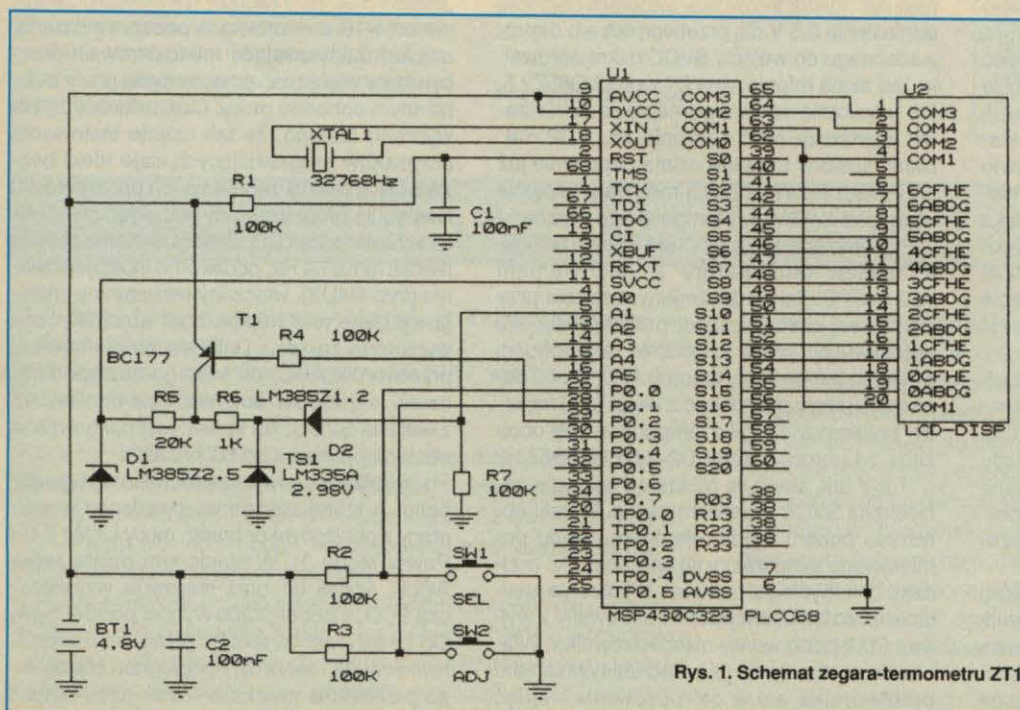
Mikrosterowniki z rodziny MSP430 charakteryzują się bardzo małym poborem mocy. Osiągnięto to dzięki zastosowaniu generatora kwarcowego o stosunkowo małej częstotliwości, (standardowo 32 768 Hz – zegar ACLK), która dla potrzeb procesora CPU (zegar MCLK), w celu uzyskania dużej mocy obliczeniowej, może być powielana do 32 razy (do 1 MHz). Dalsze ograniczenie poboru mocy uzyskano dzięki możliwości pracy mikrosterownika w pięciu różnych trybach, z obniżonym poborem mocy poza podstawowym trybem aktywnym. W trybie aktywnym jest zasilany procesor mikrosterownika oraz tylko aktywne moduły peryferyjne. Na przykład, pobór prądu układu MSP430C323 przy napięciu zasilającym 5 V w stanie aktywnym z włączonym przetwornikiem a/c jest ok. 1 mA, a z wyłączonym przetwornikiem ok. 0,5 mA. W trybach pracy z oszczędzaniem energii nie pracuje jednostka centralna oraz wyłączane są kolejne podukłady systemu zegarowego i moduły peryferyjne mikrosterownika, a pobór prądu przez układ MSP430C323, przy napięciu zasilania 3,6 V, może być ograniczony nawet do 0,5  $\mu$ A.

Wymienione właściwości mikrosterowników serii MSP430 powodują, że są one wyjątkowo przydatne w technice pomiarowej, szczególnie tam, gdzie jest wymagana długotrwała i autonomiczna praca. Dobrym przykładem jest ciepłomierz opisany w ReAV nr 8/96 oraz zegar-termometr, będący przedmiotem tego artykułu.

## Opis układu

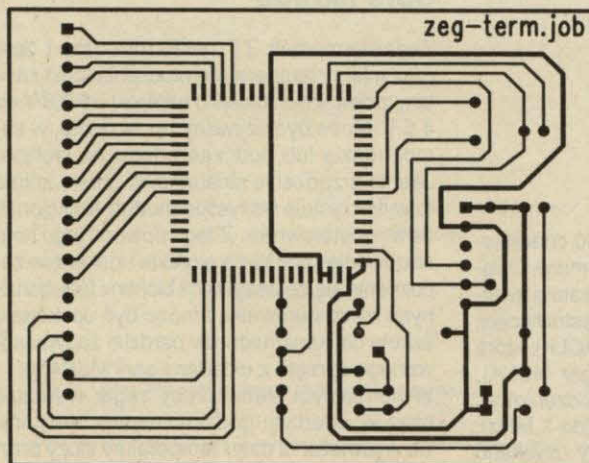
Zegar-termometr ZT1 wskazuje czas i datę oraz mierzy temperaturę otoczenia. Jest zasilany z dowolnych baterii o napięciu od 3,6 V do 4,5 V. Może być używany np. w domu, w samochodzie lub podczas urlopu na jachcie. Jest to urządzenie stosunkowo proste, mimo to wykorzystuje wszystkie moduły funkcjonalne mikrosterownika. Z tego powodu jego konstruowanie umożliwia szybkie i dokładne zapoznanie się ze wszystkimi blokami funkcjonalnymi mikrosterownika i może być doskonałą szkołą dla konstruktorów bardziej zaawansowanego sprzętu z układami serii MSP430.

W normalnym stanie pracy zegar wskazuje czas w układzie: godziny, minuty, sekundy. Do wyświetlania daty i temperatury służy przycisk *Wyświetlanie/zmiana*. Jednokrotne jego naciśnięcie powoduje wyświetlenie daty przez 5 s w układzie: dzień, miesiąc i dwie ostatnie cyfry roku. Dwukrotne naciśnięcie powoduje wyświetlenie temperatury w układzie: znak „-” dla temperatur ujemnych, dwie cyfry znaczące i jedna cyfra dziesiątych części stopni oraz symbol „°C”. Wyświetlanie temperatury jest także możliwe przez 3 s po dziesiątej, dwudziestej piątej, czterdziestej i pięćdziesiątej piątej sekundzie każdej minuty. Programowanie zegara jest dokonywane przyciskiem *Programowanie* umieszczonym w taki sposób, żeby utrudnić jego przypadkowe naciśnięcie. Krótkie naciśnięcia tego przycisku wybierają kolejno: sposób wyświetlania temperatury (na żądanie/co 15 s), rok, miesiąc, dzień, godzinę i minutę. Wybraną wielkość można modyfikować za pomocą przycisku *Wyświetlanie/zmiana*. Ostatnie naciśnięcie powoduje rozpoczęcie liczenia czasu od ustawionej wartości i zerowej sekundy. Jeżeli żaden z parametrów nie był modyfikowany, liczenie czasu nie zostaje przerwane. Naciśnięcie przycisku *Programowanie* na dłużej niż 10 s wprowadza zegar w tryb programowania poprawek czasu i temperatury, aby wyeliminować w dużym stopniu błędy liczenia czasu, wynikające z niedokładności generatora kwarcowego, oraz błędy wskazania temperatury wynikające z rozrzutów parametrów elementów układu pomiaru temperatury. Poprawki te są wprowadzane za pomocą przycisku *Wyświetlanie/zmiana*. Jako pierwszą możemy wprowadzić poprawkę czasu równą  $n \cdot 1/1048576$ , gdzie  $n$  zmienia się w zakresie  $\pm 32$ . Zwiększenie albo zmniejszenie  $n$  o 1 powoduje zmianę wskazań zegara o 0,577 s na tydzień. Poprawka czasu jest uwzględniana przez oprogramowanie zegara w ten sposób, że co każdą sekundę zawartość „licznika poprawki czasu” o długości 20 bitów jest zwiększana lub zmniejszana o  $n$ ,

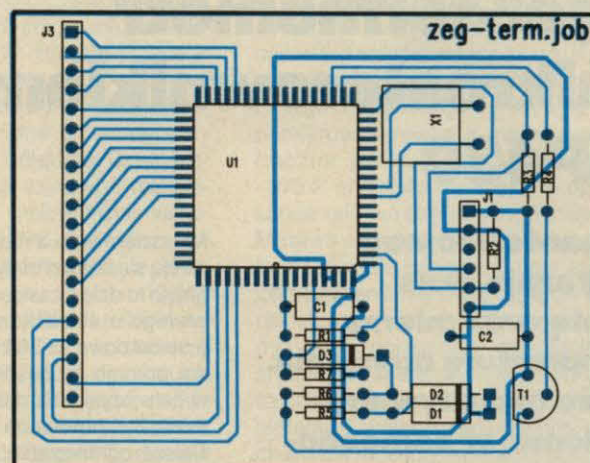


Rys. 1. Schemat zegara-termometru ZT1





Rys. 2. Płytkę drukowaną układu



Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płycie

a każde przepełnienie licznika powoduje dodanie lub odjęcie sekundy. Drugie i trzecie naciśnięcie przycisku „programowanie” w trybie programowania poprawek umożliwia zlikwidowanie błędów pomiaru temperatury. Temperaturę należy obliczać według wzoru:

$$t = \frac{(x - 11\,665) \cdot 2500}{16\,384 \cdot 10} \cdot \Delta x + 25 + \Delta y$$

w którym:

x – wartość mierzona przez przetwornik a/c, 11 665 – wartość mierzona przy 25°C dla elementów bez błędów,  $\Delta x$  i  $\Delta y$  – poprawki.

Drugie naciśnięcie przycisku *Programowanie* umożliwia dokładne ustawienie temperatury 25°C, zmierzonej za pomocą termometru wzorcowego. Przyciskiem *Wyświetlanie/zmiana* można skorygować wskazania w zakresie +2,5°C ze skokiem 0,1°C. Temperatura 25°C została wybrana ze względu na łatwość jej uzyskania w warunkach domowych. Trzecie naciśnięcie przycisku *Programowanie* umożliwia skorygowanie wzmacnienia układu pomiarowego za pomocą poprawki  $\Delta y = 1 + m/16\,384$ , gdzie wartość  $m$  jest zmieniana w zakresie  $\pm 32$  za pomocą przycisku *Wyświetlanie/zmiana*. Wprowadzenia tej poprawki należy dokonać w temperaturze znacznie niższej niż 25°C. Czwarte naciśnięcie przycisku *Programowanie* kończy wprowadzanie poprawek.

Schemat zegara-termometru ZT1 jest przedstawiony na rys. 1. Urządzenie składa się z mikrosterownika MSP430, wyświetlacza LCD, rezonatora kwarcowego 32 768 Hz, układu pomiaru temperatury oraz dwóch przełączników do programowania zegara. Źródłem zasilania może być np. bateria litowa 3,6 V albo zestaw trzech baterii R6 o napięciu 4,5 V.

W modelowym układzie zegara-termometru ZT1 został wykorzystany mikrosterownik MSP430E201. Można go zastąpić dowolnym mikrosterownikiem z rodziny MSP430, ponieważ inne układy z tej serii są wyposażone

w takie same układy peryferyjne, a oprogramowanie jest w pełni zgodne. W układzie zastosowano siedmiosegmentowy wyświetlacz ciekłokrystaliczny z poczwórnym multipleksowaniem typu T218010, na którym można zaprogramować wyświetlanie symbolu stopni Celsjusza „°C” oraz znaku „-” dla wyróżnienia ujemnych temperatur. Możliwe jest zastosowanie innego wyświetlacza po dostosowaniu *tablicy znaków* do właściwego dla tego wyświetlacza rozkładu połączeń segmentów znaków z wyprowadzeniami. Widoczny na schemacie przełącznik zwierny SW1 pełni funkcję przycisku *Programowanie*, a SW2 przycisku *Wyświetlanie/zmiana*.

Pomiar temperatury odbywa się za pomocą przetwornika temperatura/napięcie TS1 typu LM335A (National Semiconductor) i przetwornika a/c mikrosterownika. Źródłem napięcia odniesienia 2,5 V dla przetwornika a/c doprowadzonego do wejścia SVCC mikrosterownika jest dioda referencyjna D1 typu LM385Z2,5. Do uzyskania stabilnego napięcia odniesienia wystarczy prąd zasilania ok. 0,02 mA. Układ scalony LM335A działa poprawnie już przy prądzie zasilania 0,5 mA i daje napięcie wyjściowe 2,98 V przy temperaturze otoczenia 25°C. Napięcie to zmienia się liniowo w funkcji zmian temperatury z nachyleniem +10 mV/°C. Tak było niższe od napięcia odniesienia SVCC przetwornika a/c umożliwiając łatwe uzyskanie dokładności wskazań temperatury rzędu 0,1°C. Przed doprowadzeniem do jednego z wejść (A1) napięcie z elektrody czujnika temperatury jest obniżane za pomocą diody D2 typu LM385Z1,2 o 1,2 V tak, aby było niższe od napięcia odniesienia SVCC przetwornika a/c. W celu obniżenia poboru prądu, elementy układu pomiarowego temperatury są zasilane tylko podczas dokonywania pomiaru. Włączanie zasilania umożliwia tranzystor T1 sterowany z wyjścia P0.0 portu we/wy mikrosterownika. Włączenie następuje 10 µs przed uaktywnieniem przetwornika a/c w celu ustalenia napięć

w układzie pomiarowym, a wyłączenie – 12 µs po uaktywnieniu, ponieważ próbkowanie napięcia trwa 12 cykli zegara MCLK (12 µs). Podczas dalszych faz procesu przetwarzania, trwających 132 cykle MCLK, obecność napięcia wejściowego nie jest konieczna. Wynika stąd, że układ pomiaru temperatury nawet podczas wyświetlania temperatury co 15 s jest zasilany tylko przez ok. 100 µs w ciągu sekundy.

Działanie programu zegara-termometru ZT1 przebiega następująco. Po włączeniu zasilania następuje wyzerowanie i inicjalizacja mikrosterownika. Podczas inicjalizacji zerowane są liczniki czasu i daty oraz rejestry poprawek. Następnie są programowane parametry pracy modułów peryferyjnych mikrosterownika. W pierwszej kolejności jest programowany „Basic Timer” (BT) tak, aby generował przerwanie co 1/16 s, stanowiące podstawę liczenia czasu i uaktywniające mikrosterownik przebywający większość czasu w trybie pracy z obniżonym poborem mocy. Częstotliwość 16 Hz wybrano dlatego, że tak częste testowanie przycisków programujących daje efekt bezwzględnej reakcji zegara na ich przyciśnięcie. Następnie programowany jest układ sterownika wyświetlacza LCD. Zostaje wybrana częstotliwość ramki 64 Hz, poczwórne multipleksowanie (tryb 4MUX), włączony wewnętrzny analogowy generator napięć oraz automatyczne wybieranie zakresu. Dalej jest programowany przetwornik ADC, do którego zostaje dołączone wejście A1 oraz napięcie odniesienia z wejścia SVCC. Na koniec jest uaktywniana obsługa przerwań od BT i ADC.

Po inicjalizacji mikrosterownik wykonuje „pustą” pętlę, w której zostaje wprowadzony w stan pracy z obniżonym poborem mocy LPM3 (Low Power Mode 3). W stanie tym działa zegar ACLK, licznik BT oraz sterownik wyświetlacza LCD, a pobór prądu wynosi poniżej 5 µA. Co 1/16 s przerwanie z BT przełącza mikrosterownik w stan aktywny. Podprogram obsługi tego przerwania zwiększa licznik szesnastych



części sekundy i testuje przyciski. Jeżeli nie nęła pełna sekunda lub nie naciśnięto przycisku, podprogram obsługi przerwania kończy się i mikrosterownik wchodzi z powrotem w stan LPM3. W tym przypadku mikrosterownik jest aktywny co 62,5  $\mu$ s na krócej niż 50  $\mu$ s. Przy każdej pełnej sekundzie jest wywoływana procedura liczenia czasu i daty, a następnie procedura ładowania do pamięci wyświetlacza LCD nowych wartości. Mikrosterownik jest wtedy aktywny nie dłużej niż 300  $\mu$ s co sekundę. Jeżeli został wybrany sposób wyświetlania temperatury co 15 s, to procedura liczenia czasu po dziesiątej, dwudziestej piątej, czterdziestej i pięćdziesiątej piątej sekundzie każdej minuty wywołuje procedurę pomiaru temperatury, która włącza układ pomiaru temperatury, uaktywnia przetwornik ADC, wyłącza układ pomiaru temperatury i na koniec wprowadza mikrosterownik w tryb oszczędzania

poboru mocy LPM0, w którym jest generowany zegar MCLK niezbędny do pracy przetwornika. Po zakończeniu przetwarzania przerwanie od ADC wznowia aktywność CPU mikrosterownika i wywołuje podprogram wyliczania temperatury. Wynik jest przesyłany do pamięci wyświetlacza LCD i wyświetlany przez 3 s. Po przestaniu wyniku jest wybierany ponownie tryb oszczędzania LPM3. Pomiar temperatury trwa nie dłużej niż 1000  $\mu$ s. Jeżeli został wybrany sposób wyświetlania temperatury na żądanie, to pomiar jest realizowany po naciśnięciu przycisku *Wyświetlanie/zmiana*. Wyświetlanie temperatury trwa tak długo, jak długo jest naciśnięty przycisk, a proces liczenia czasu przebiega niezależnie w tle. Mikrosterownik przez większość czasu przebywa w stanie LPM3 i razem z wyświetlaczem pobiera mniej niż 10  $\mu$ A. Wypadkowy pobór prądu jest więc bardzo mały, co umożliwia długo-

trwałe działanie zegara bez wymiany baterii. Płytę drukowaną zegara-termometru przedstawiono na rys.2, a rozmieszczenie elementów na rys.3. Elementy montuje się od strony druku.

Lech Naumowski

#### LITERATURA

- [1] MSP430 Family. Architecture User's Guide and Module Library. TI 1995
- [2] MSP430 Family. Assembly Language Tools User's Guide. TI 1994
- [3] MSP430 Family. Software User's Guide. TI 1994
- [4] MSP430 Family. Metering Application Report. TI 1994
- [5] MSP430C323 Mixed Signal  $\mu$ Controller. TI 1996
- [6] National Semiconductor Data Acquisition Databook. NS 1995

## Usprawnienie bezpiecznika elektronicznego

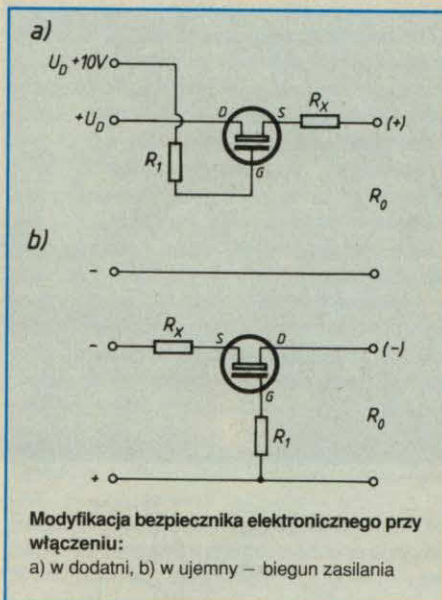
Opisany przeze mnie bezpiecznik elektroniczny, opublikowany w ReAV 5/1997 ma jedną wadę – znaczną stratę mocy na tranzystorze szeregowym T1. Spadek napięcia na nim jest ok. 4 V, więc moc wydzielona przy większych prądach jest znaczna i tranzystor wymaga dużego radiatora. Układ można jednak zmodyfikować tak, aby zmniejszyć straty mocy. W tym celu należy (patrz rysunek):

a) przy włączeniu w dodatni biegun zasilania – odlutować końcówkę rezystora R1 od strony drenu tranzystora T1 i spolaryzować go przez R1 napięciem o ok. 10 V wyższym od napięcia drenu;

b) przy włączeniu w ujemny biegun zasilania – odlutować końcówkę rezystora R1 od strony drenu i dołączyć ją do masy układu (+U). To proste usprawnienie umożliwia wykorzystanie bezpiecznika do granic możliwości użytego tranzystora. Dla tranzystora BUK436-100 A z  $I_{Dmax} = 33$  A,  $P_{tot} = 125$  W i  $R_{DS(on)} = 0,057 \Omega$ .

Przy prądzie  $I_D = 20$  A moc strat w układzie niezmodyfikowanym wynosi 103 W, podczas gdy po wprowadzeniu modyfikacji wynosi 23 W.

Krzysztof Jasiński



## PRZEGLĄD WYDAWNICTW

### Towers' International – Katalog Tranzystorów – Praca zbiorowa.

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności 1997, wydanie 2 rozszerzone i uaktualnione, stron 476.

Nakładem Wydawnictw Komunikacji i Łączności ukazało się drugie, rozszerzone i uaktualnione wydanie książki zawierającej dane techniczne, pochodzących z całego świata, ponad 32 tys. tranzystorów bipolarnych i elementów półprzewodnikowych w obudowach do montażu płaskiego (powierzchniowego).

Książka, a właściwie katalog, jest przeznaczona zarówno dla osób zajmujących się zawodowo elektroniką, zatrudnionych w przemyśle i usługach, jak i dla wszystkich traktujących elektronikę jako hobby. Dane techniczne zostały przedstawione w porządku alfabetycznym,

w formie bardzo skondensowanej, ale wybrano najważniejsze parametry tranzystorów, w pełni charakteryzujące prezentowane elementy. Sposób przedstawienia danych, alfabetyczno-numeryczny, umożliwia szybkie dotarcie do szukanych elementów. Niewątpliwą zaletą książki jest uwzględnienie pochodzących z lat 50. tranzystorów serii OC. Miłym zaskoczeniem dla polskiego czytelnika będzie również odnalezienie danych technicznych tranzystorów kiedyś produkowanych w Polsce, takich jak BCAP07-09, BCAP11 itp. Sięgnięcie przez autorów katalogu do tak „egzotycznych” producentów jak UNR (pod tą nazwą skróconą kryje się były polski koncern elektroniczny UNITRA), dowodzi o ogromie starań, jakich dołożyli, by dać czytelnikom takie kompendium danych.

(cr)



## Opis układu elektrycznego

Schemat blokowy wzmacniacza przedstawiono na rys. 1. Jak łatwo zauważyć, jedynie wejście gramofonowe ma dodatkowy przedwzmacniacz, pozostałe wejścia są dołączone do wzmacniacza mocy przez zespół biernych regulatorów balansu, wzmocnienia i barwy dźwięku. Zespół regulatora wzmocnienia i barwy dźwięku różni się nieco w działaniu od znanych rozwiązań. Zakres działania regulatorów barwy dźwięku zależy od położenia ślizgacza regulatora potencjometru wzmocnienia. W położeniu maksymalnym regulatora wzmocnienia działanie regulatorów barwy dźwięku polega jedynie na zmniejszaniu wzmocnienia sygnałów o częstotliwościach z krawców pasma. Przy małym poziomie głośności działanie jest obustronne. Przypomina to funkcjonowanie fizjologicznego regulatora głośności, który również jest zastosowany, ale takie rozwiązanie działa w szerszym zakresie. Do regulowania tonów niskich zastosowano po dwa sprzężone potencjometry w każdym kanale.

Wzmacniacz mocy zaprojektowano w konfiguracji klasycznej, ale przy wykorzystaniu rozwiązań charakterystycznych dla solidnych projektów tego typu. Schemat elektryczny wzmacniacza jest przedstawiony na rys. 2.

W stopniu wejściowym zastosowano układ różnicowy z tranzystorami T3 i T4. Wykorzystano parę tranzystorów, umieszczonych we wspólnej obudowie, co zapewnia bardzo zbliżone parametry elektryczne, a także umożliwia kompensację zmian termicznych.

W kolektorach pary różnicowej umieszczono aktywne obciążenie z tranzystorami T1 i T2, dzięki czemu przy wyjściu niesymetrycznym nie ma straty wzmocnienia napięciowego.

# Wzmacniacz A-9510 – stopień mocy

W emiterach stopnia różnicowego umieszczono źródło prądowe, zrealizowane z tranzystorami T5 i T6, których sposób połączenia tworzy pętlę silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, zapewniającego dużą rezystancję dynamiczną źródła.

Stopniem następnym jest stopień sterujący wtórnikiem układem wyjściowym z tranzystorem T7, pracującym w układzie wspólnego emitera. W obwodzie kolektorowym tego tranzystora pracuje źródło prądowe z tranzystorem T8. Baza tranzystora T8 jest polaryzowana z napięcia odniesienia, jakie tworzą złącza baza-emiter tranzystorów T5 i T6, w wyniku czego powstaje niesymetryczne zwierciadło prądowe.

W obwodzie kolektorowym tranzystora T7 umieszczono układ kompensacji termicznej prądu spoczynkowego tranzystorów mocy z tranzystorem T9 wspomagany dodatkowo podwójną diodą D1. Dwa rezystory R18 i R19 odsprężające kolektory tranzystorów T7 i T8 do masy mają za zadanie zmniejszenie i ustabilizowanie wzmocnienia napięciowego w otwartej pętli wzmacniacza, co zmniejsza głębokość głównej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, a tym samym prawdopodobieństwo wystąpienia zniekształceń typu TIM. Temu samemu celowi służą również kondensator C6 i dwójnik R6, C3 w stopniu wejściowym wzmacniacza.

Stopniem następnym jest pełnokomplementar-

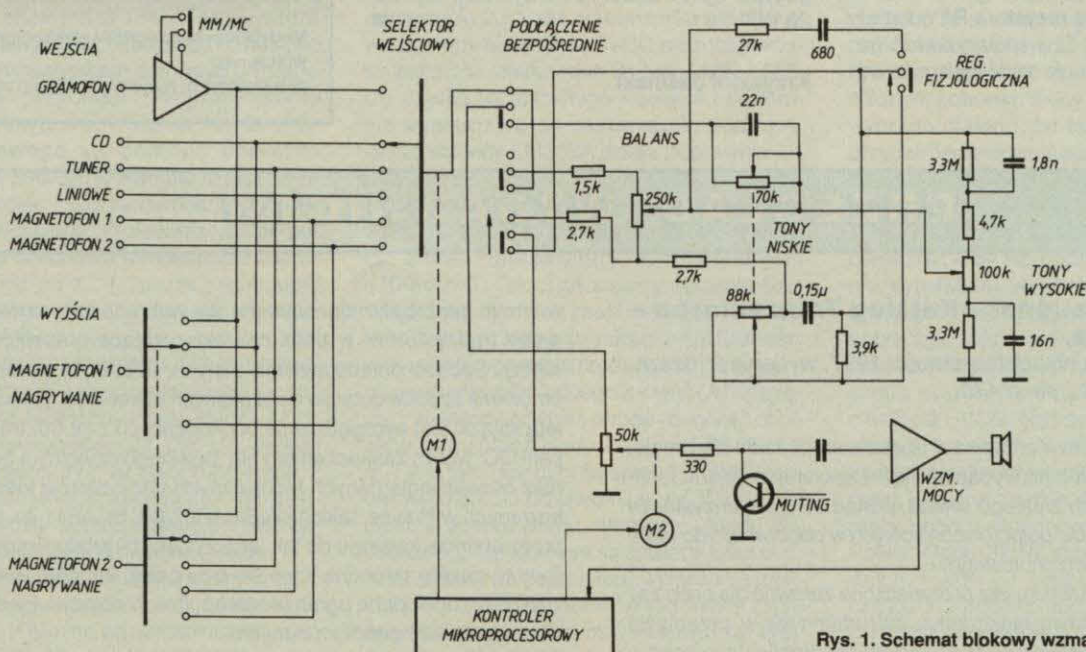
ny układ wyjściowy z tranzystorami T10÷T13 pracującymi parami w połączeniu Darlingtona. Główna pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego podana jest przez dzielnik R9, R10 z wyjścia układu bazy tranzystora T4, ustalając wzmocnienie napięciowe wzmacniacza na ok. 175 V/V.

Potrzeba tak dużego wzmocnienia napięciowego wynika z faktu, że wzmacniacz nie ma innych stopni wzmocnienia napięciowego dla wejść liniowych.

Na wyjściu wzmacniacza zastosowano układ zabezpieczający przed obciążeniami o charakterze reaktancyjnym, złożonym z elementów L1, C16, R32 i R33.

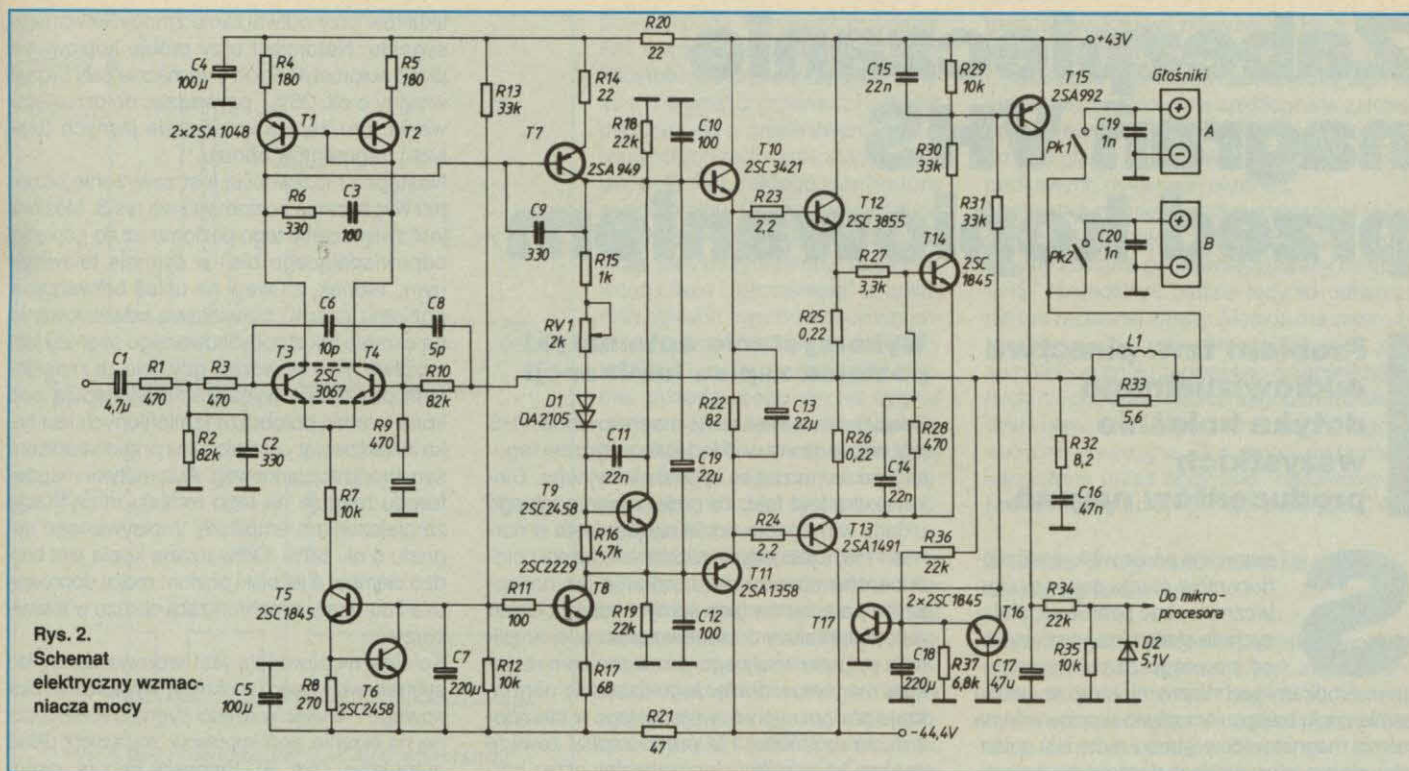
Głośniki są dołączane do wzmacniacza poprzez przełączniki P1÷P3, którymi steruje mikroprocesor. Po włączeniu do sieci wzmacniacza zaczynają pracować z opóźnieniem.

Wzmacniacz wyposażono również w układ zabezpieczający przed zwarciami wyjścia do masy oraz przed pojawieniem się na wyjściu stałego napięcia, niebezpiecznego dla zestawów głośnikowych. Do tego celu służą klucze złożone z tranzystorów T14÷T17. Tranzystor T15 przekazuje sygnał o stanie awaryjnym urządzeniu przez układ złożony z rezystorów R34, R35 i diody D2 do mikroprocesora, który odłącza obciążenie od wyjścia wzmacniacza. Bazą tranzystora T15 steruje tranzystor T14 w przypadku zwarcia wyjścia do masy oraz tranzystory T16 i T17 przy pojawieniu się sta-



Rys. 1. Schemat blokowy wzmacniacza





Rys. 2.  
Schemat  
elektryczny wzmacniacza mocy

tego napięcia o dowolnej polaryzacji. Oddziaływanie na układ przez sygnał zmienny eliminuje kondensator C18.

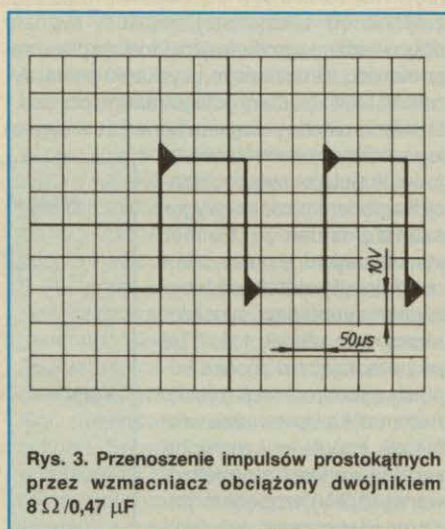
### Pomiary

W ramach testów wzmacniacza wykonano kilka pomiarów, aby potwierdzić dane podawane przez producenta, ale także dających wyraźniejszy pogląd o konstrukcji wzmacniacza niż typowe dane techniczne prezentowane w katalogu. Wszystkie współczesne wzmacniacze, a japońskie szczególnie, mają bowiem bardzo szerokie pasmo przenoszenia i znikome zniekształcenia dla sygnałów sinusoidalnych. Potwierdzenie więc tego stanu nie wniesie niczego nowego.

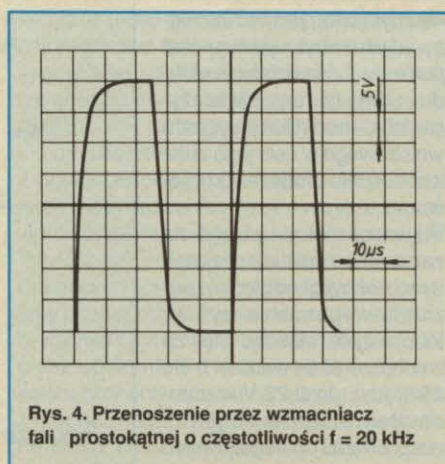
Zmierzono więc prąd spoczynkowy stopnia końcowego w stanie zimnym ( $T_r = 20^\circ\text{C}$ ) i po nagraniu wzmacniacza ( $T_r = 50^\circ\text{C}$ ). Test miał za zadanie sprawdzić, czy przy silnym nagraniu prąd spoczynkowy nie narasta do niebezpiecznych wartości. Sprawdzone również maksymalną niezniekształconą moc wyjściową dla obciążeń 4 i 8  $\Omega$ .

### Tablica

Parametr	Kanał L	Kanał P
Prąd spoczynkowy w mA dla:		
$T_r = 20^\circ\text{C}$	9,8	12
$T_r = 50^\circ\text{C}$	24,5	35
Maksymalna moc wyjściowa w W dla $f = 1\text{ kHz}$ :		
$R_L = 8\ \Omega$	63,5	62,7
$R_L = 4\ \Omega$	112,5	112



Rys. 3. Przeniesienie impulsów prostokątnych przez wzmacniacz obciążony dwójnikiem 8  $\Omega$  / 0,47  $\mu\text{F}$



Rys. 4. Przeniesienie przez wzmacniacz fali prostokątnej o częstotliwości  $f = 20\text{ kHz}$

Wyniki tych pomiarów zestawiono w tablicy. Badania przeprowadzono przy napięciu zasilania 220 V i jak widać, świadczą pozytywnie o wzmacniaczu.

Dokonano również pomiaru współczynnika tłumienia dla sygnałów o dwóch częstotliwościach i rezystancji obciążenia  $R_L = 8\ \Omega$ :  
dla  $f = 1\text{ kHz}$  współczynnik tłumienia = 278  
dla  $f = 20\text{ kHz}$  współczynnik tłumienia = 201.  
W tym przypadku wartości mierzone przewyższają znacznie dane producenta, co dobrze świadczy o jakości zastosowanych podzespołów.

Badanie odporności na obciążenia o charakterze reaktacyjnym przeprowadzono obciążając wzmacniacz dwójnikiem 8  $\Omega$  / 0,47  $\mu\text{F}$  i pobudzając przebiegiem prostokątnym o częstotliwości  $f = 4\text{ kHz}$ . Na przebiegu (rys. 3) widoczne są lekkie podwzbudzenia, ale w sumie wzmacniacz wyszedł z próby zwycięsko.

Pobudzenie wzmacniacza przebiegiem prostokątnym o częstotliwości  $f = 20\text{ kHz}$  i  $R_L = 8\ \Omega$ . Widok przebiegu przedstawiono na rys. 4. Fala prostokątna jest przenoszona czysto, bez podwzbudzeń i przerzutów. Ograniczenia częstotliwościowe widoczne na przebiegu znajdują się daleko poza pasmem słyszalnym. Wzmacniacz A-9510 to interesująca propozycja za umiarkowaną cenę.

Maciej Feszczyk

str. 44

Wzmacniacz A-9510 firmy Onkyo



# Zabezpieczanie nagrań VHS przed kopiowaniem

## Problem tzw. piractwa audiowizualnego dotyka boleśnie wszystkich producentów nagrań.

**S**tosowane przez większość producentów środki prawne, skuteczne wobec piratów działających na skalę przemysłową, są od pewnego czasu wspomagane środkami technicznymi, które w swoim zamierzeniu mają uniemożliwić skopiowanie na taśmie magnetowidowej treści materiału audiowizualnego w warunkach domowych (tzw. piractwo sąsiedzkie).

Prace nad stworzeniem skutecznego systemu zabezpieczenia sygnału telewizyjnego przed zapisem na domowym magnetowidzie trwają od lat osiemdziesiątych, przede wszystkim w USA. Skupiono się głównie na zabezpieczaniu sygnału zgodnego z systemem NTSC 525 linii i PAL 625 linii przed zapisem na magnetowidach systemu VHS, dominujących na rynku magnetowidów powszechnego użytku. W dalszym opisie zostaną przedstawione rozwiązania dla systemu PAL 625 linii.

Poprawnie działający system przeciwdziałający kopiowaniu nagrania powinien spełniać następujące warunki:

- uzyskany na ekranie telewizora obraz pochodzący z zabezpieczonego nagrania nie może być zakłócony;
- próba skopiowania zabezpieczonego nagrania na domowym magnetowidzie musi być nieskuteczna (dawać w rezultacie kopię o jakości niezdatnej do oglądania).

Jest to zagadnienie technicznie bardzo skomplikowane, gdyż zwłaszcza pierwszy warunek uniemożliwia dokonywanie znacznych modyfikacji sygnału wizyjnego względem jego normy. Zmianie mogą ulec tylko te elementy sygnału, które nie mają bezpośredniego wpływu na obraz odtwarzany na ekranie telewizora. Dodatkowym ograniczeniem jest norma zapisu magnetowidowego VHS.

Do zabezpieczenia nagrania wizyjnego wykorzystywane są dwie zasadnicze cechy magnetowidów:

- działanie automatyki poziomu zapisu luminancji,
- kompensowanie fluktuacji prędkości przesuwu taśmy przy odczycie sygnału chrominancji.

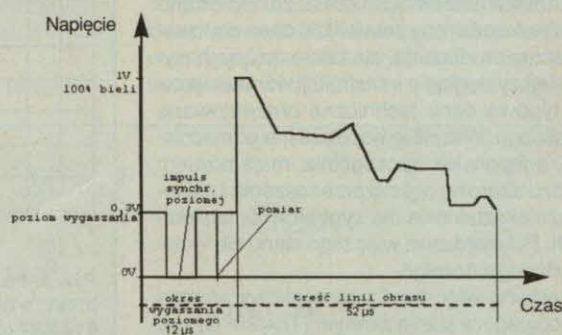
## Wykorzystanie automatyki poziomu zapisu luminancji

Zdecydowana większość magnetowidów VHS jest wyposażona w układ automatycznej regulacji poziomu zapisu sygnału wizyjnego. Ciekawostką jest fakt, że umieszczenie takiego układu w magnetowidzie nie jest ujęte w normie VHS, a jest jedynie rezultatem dążenia producentów sprzętu do uzyskania jak najlepszych parametrów technicznych zapisu. Układ automatyki służy do zapewnienia stałej amplitudy sygnału wizyjnego przed zapisem na taśmę magnetowidową. Jego działanie normalizuje poziom sygnału wejściowego w taki sposób, że modulator FM prądu zapisu zawsze wykorzystuje pełny, dopuszczalny przez normę VHS, zakres dewiacji częstotliwości, niezależnie od rzeczywistej amplitudy sygnału doprowadzonego do wejścia toru zapisu magnetowidu. Umożliwia to uzyskanie pełnej dynamiki skali szarości odtwarzanego obrazu. Działanie układu polega na pomiarze w sygnale

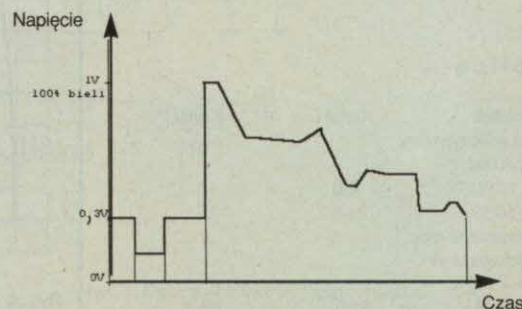
skutków przy odtwarzaniu zmodyfikowanego sygnału. Natomiast przy próbie kopiowania układ automatyki liniowo wzmacnia cały sygnał wizyjny o ok. 25%, prowadząc do przesterowania toru zapisu w zakresie jasnych (białych) fragmentów obrazu.

Następną możliwością jest zawyżenie poziomu wygaszania poziomego wg rys.3. Możliwe jest zwiększenie tego poziomu aż do napięcia odpowiadającego bieli w sygnale telewizyjnym. Jednak, z uwagi na układ odtwarzania poziomu czerni, prawidłowe odwzorowanie na ekranie tak zmodyfikowanego sygnału jest możliwe tylko wówczas, gdy linie ze zmienionym poziomem wygaszania występują pod koniec ramki półobrazu (zmienionych jest tylko kilkadziesiąt ostatnich linii przed impulsem synchronizacji pionowej). Automatyka magnetowidu reaguje na tego rodzaju modyfikację zmniejszeniem amplitudy zapisywanego sygnału o ok. 60%. Odtwarzana kopia jest bardzo ciemna, a jej niski poziom może doprowadzić do utraty synchronizacji obrazu w telewizorze.

Kolejną możliwością jest wprowadzenie do sygnału wizyjnego, w okresie wygaszania pionowego – a więc w części sygnału niewidocznej na ekranie, serii impulsów „mylących” układ automatyki (rys. 4). Pierwszy impuls „pseudosynchronizacji” ma na celu wyzwolenie członu opóźniającego detektora szczytowego. Następujący po nim impuls bieli wprowadzony jest w czasie, w którym będzie dokonywany pomiar amplitudy. Rezultatem jest błędny pomiar, przyjmujący amplitudę 100% bieli (1 V) za

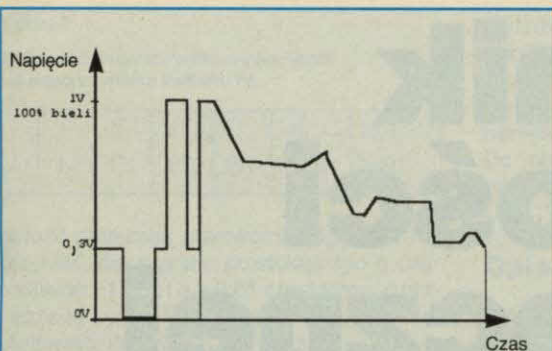


Rys. 1. Złożony sygnał telewizyjny

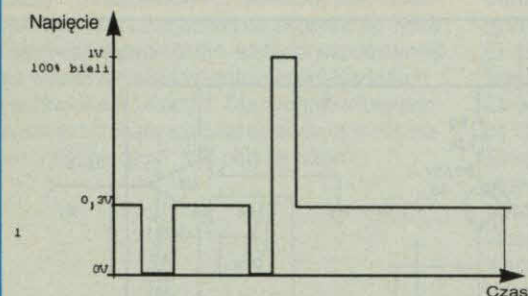


Rys. 2. Zaniżenie amplitudy poziomu synchronizacji





**Rys. 3. Zawyżenie poziomu wygaszania poziomego**



**Rys. 4. Dodatkowe impulsy „pseudosynchronizacji”**

amplitudę poziomu synchronizacji (0,3 V). W wyniku takiego pomiaru automatyka redukuje poziom zapisywanego sygnału o ok. 2/3. Tak jak w poprzedniej opisanej metodzie doprowadza to do uzyskania ciemnej, nieczytelnej kopii, ze skłonnościami do utraty synchronizacji przy odtwarzaniu. Ograniczeniem zastosowania tej metody jest obecność w całkowitym sygnale wizyjnym rozmaitych sygnałów cyfrowych występujących w okresie wygaszania pionowego, takich jak teletekst, kod czasowy VITC, szyfrowanie VideoCrypt. Grozi bowiem ich zniekształceniem przez interferencję z impulsami zabezpieczenia przed kopiowaniem.

Opisane systemy działające w zakresie luminancji są szeroko stosowane przez dystrybutorów materiałów audiowizualnych, a szczególnie kaset magnetowidowych. Najczęściej stosowane są kombinacje wymienionych metod pod firmowymi nazwami CopyGuard, Macrovision, ACS (Anti Copy System).

## Wykorzystanie właściwości toru odtwarzania chrominancji

Na szczególną uwagę zasługuje nowszy sposób zabezpieczania sygnału wizyjnego przez modyfikację widma chrominancji systemu PAL (lub NTSC). Metoda wykorzystuje fakt synchronizowania się generatora podnośnej chrominancji ze znajdującymi się w okresie wygaszania poziomego impulsami synchronizacji koloru (ang. *colour burst*).

W typowym odbiorniku telewizyjnym podnośna chrominancji jest odtwarzana w generatorze kwarcowym synchronizowanym pętlą PLL im-

pulsami *burst*. Ponieważ w sygnale PAL te impulsy są powtarzane przez kilka mikrosekund w każdej linii obrazu (co 64 ms), z przerwami kilkuset mikrosekund w czasie trwania impulsu synchronizacji ramki, stała czasowa pętli PLL takiego generatora w odbiorniku TV musi wynosić co najmniej kilka milisekund. Przez ten czas jest utrzymywana częstotliwość i faza "zatrzęsnięta" w ostatnich cyklach synchronizacji wg impulsu *burst*. Chwilowe zmiany fazy impulsu (np. pochodzące od szumu nakładającego się na sygnał użyteczny) nie mają wpływu na stałość fazy odtworzonej podnośnej chrominancji. Jest to jedna z najważniejszych zalet systemu telewizyjnego PAL.

W odróżnieniu od odbiornika telewizyjnego, odtwarzanie sygnału chrominancji w magnetowidzie VHS jest związane z dużymi niedogodnościami, ponieważ należy liczyć się z fluktuacjami prędkości przesuwu taśmy względem głowic wizyjnych, spowodowanymi czynnikami losowymi, takimi jak niedokładności wykonania mechanizmu oraz zanieczyszczenia na taśmie i elementach jej

przewodzenia. Każda chwilowa zmiana prędkości przesuwu taśmy, wprowadzając zakłócenie fazy odtwarzanego sygnału, powodowałaby zakłócenia w odtwarzaniu koloru na ekranie. W celu zniwelowania wpływu tej cechy magnetyzmu na wierność odtwarzania koloru, sygnał chrominancji nie jest bezpośrednio odtwarzany z taśmy, lecz jest generowany w generatorze kwarcowym, synchronizowanym w pętli PLL przez sygnał *burst* chrominancji, zapisany bezpośrednio na taśmie. Inaczej mówiąc, generator "śledzi" fazę sygnału chrominancji zapisanego na taśmie. Optymalna, do prawidłowego odtwarzania stała czasowa pętli PLL tego generatora wynosi zwykle kilka mikrosekund. Spowodowane jest to tym, że o ile w odbiorniku TV szybkie zmiany sygnału synchronizacji chrominancji (*burst*) nie mogą mieć wpływu na prawidłowe odtwarzanie barw, o tyle w magnetowidzie VHS są one interpretowane przez układ generatora jako rezultat fluktuacji prędkości taśmy. Pętla fazowa wytwarza sygnał błędu prędkości i zmienia fazę odczytywanego z treści obrazu sygnału chrominancji stosownie do "zatrzaśniętej" w ostatnim cyklu *burst* wartości.

Z przedstawionego opisu wynika, że jest możliwe zmodyfikowanie sygnału wizyjnego przez wprowadzenie do impulsu synchronizacji koloru (*burst*) celowych szybkich zmian fazy (udających fluktuacje prędkości przesuwno-ści przy jej odtwarzaniu), które nie będą miały wpływu na normalne odtwarzanie programu przez odbiornik TV, a spowodują zakłócenia koloru przy odtwarzaniu zapisanego programu z magnetowidu. W praktyce jest to realizowane przez zmodylowanie fazy impulsu *burst* sygnałem szumu, zawierającym maksimum

gęstości widmowej powyżej 1 kHz z maksymalną dewiacją fazy wynoszącą  $\pm 45$  stopni. Odtwarzana kopia z tak zabezpieczonego nagrania jest bardzo silnie zakłócona w zakresie koloru (barwy nieprawidłowe, przebarwione drobne plamy dokuczliwie migoczące w przypadkowych miejscach ekranu).

Należy w tym miejscu zauważyć rzecz szczególnie interesującą: zmodyfikowany sygnał wizyjny zostanie poprawnie zapisany na taśmę VHS! Niemożliwe będzie jedynie odtworzenie tak zapisanej kasy. Metoda ma zatem zastosowanie do zabezpieczenia przed zapisem VHS sygnału zapisanego na nośnikach innych niż domowa kasetta magnetowidowa, jak dyski laserowe, taśmy formatu cyfrowego lub audycje telewizyjne. Ta metoda zostanie wykorzystana przez brytyjskich nadawców Sky Broadcasting do cyfrowego przekazu DVB.

### Zalety i ograniczenia zabezpieczeń

Najistotniejszą i oczywistą zaletą stosowania opisanych zabezpieczeń jest zwiększenie sprzedaży oryginalnych nagrań audiowizualnych i przeciwdziałanie kradzieży praw autorskich ich producenta.

Ograniczenia w ich stosowaniu, poza przypadkami omówionymi razem z metodą zabezpieczenia, wynikają głównie z niezgodności zmodyfikowanych nagrań ze starymi modelami sprzętu odtwarzającego. Na przykład, metoda wstawiania impulsów pseudosynchronizacji w okresie wygaszania pionowego może doprowadzać do zakłóceń w pracy układu odtwarzania poziomu czerni starszych modeli telewizorów. W niektórych modelach magnetowidów posilkujących się impulsami synchronizacji linii, zapisanymi na taśmie jako impulsy odniesienia dla układu serwo regulacji silnika dysku, może ta metoda doprowadzić do wadliwego odtwarzania. Podobnie, w starych magnetowidach nie zawierających dodatkowej pętli fazowej odtwarzania podnośnej chrominancji na podstawie impulsów synchronizacji poziomej obrazu, zabezpieczenie wywołuje zakłócenia w odtwarzaniu barw (paradoksalnie – mimo aktywności w zakresie widmowym luminancji).

Zabezpieczanie napotyka na trudności realizacyjne ze strony producentów nagrań z powodu konieczności zastosowania specjalistycznego sprzętu, nierzadko produkowanego jednostkowo na konkretne zamówienia. Zabezpieczanie nagrań VHS wymaga zastosowania odpowiednich przemyślowych magnetowidów nagrywających (tzw. duplikatorów).

Magnetowidy powszechnego użytku nie mogą być zastosowane do zapisywania zabezpieczonego nagrania pochodzącego z zewnętrznego źródła. Jediną techniczną możliwością wykorzystania magnetowidu domowego do pracy z zabezpieczeniem zapisu jest gruntowna modyfikacja jego układu elektronicznego, obejmująca wmontowanie układu generującego sygnał zabezpieczenia w tor zapisu luminancji.

Tomasz Urbaniec



**Prosty układ pomiarowy,  
umożliwiający  
dokładne pomiary  
wartości skutecznych  
napięć sygnałów  
o dowolnym kształcie  
przebiegu**

# Miernik wartości skutecznej

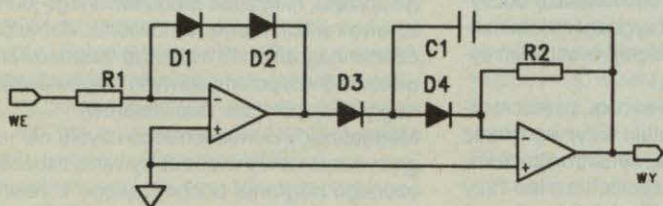
**W**artość skuteczna sygnału elektrycznego, prądu lub napięcia, zwana również wartością RMS (*root mean square* – wartość średnia kwadratowa), określa sygnał pod względem energetycznym. Większość typowych przyrządów prądu zmiennego mierzy w sposób prawidłowy, z małym błędem, jedynie wartości skuteczne sygnałów o przebiegu sinusoidalnym. W praktyce bardzo często trzeba zmierzyć energię przenoszoną przez sygnały niesinusoidalne. Na przykład, do pomiarów mocy sygnałów akustycznych, pomiarów drgań układów mechanicznych metodami elektrycznymi oraz do pomiarów napięć, prądów i zakłóceń w sterowanych fazowo zasilaczach tyrystorowych niezbędne są przyrządy mierzące "prawdziwą" wartość skuteczną. Przedstawiony układ jest stosowany od wielu lat jako detektor wartości skutecznej napięć występujących przy pomiarach drgań urządzeń mechanicznych.

### Zasada działania układu

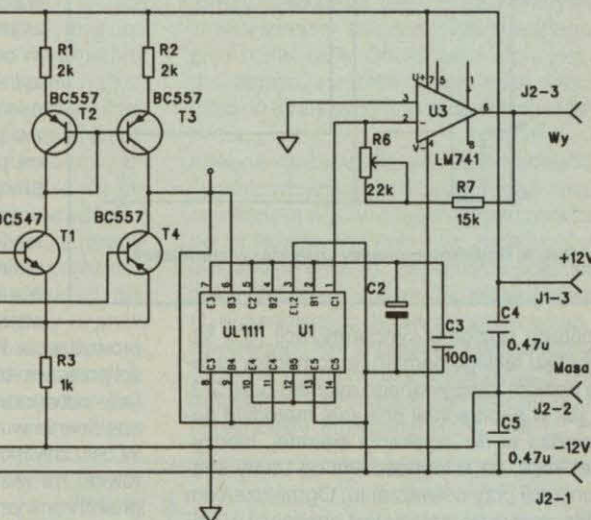
Na rys. 1 przedstawiono uproszczony schemat elektryczny układu do pomiaru wartości skutecznej napięcia, realizującego zależność

$$U_{wy} = \frac{R_2}{R_1} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{we}^2(t) dt}$$

w której T oznacza okres przebiegu. Może być ona spełniona pod warunkiem, że wzmacniacze operacyjne są idealne, a diody D1÷D4



**Rys. 1. Uproszczony schemat elektryczny układu do pomiaru wartości skutecznej napięcia**

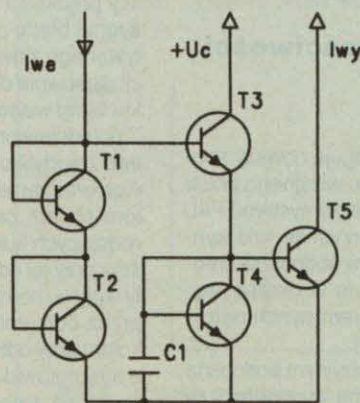


**Rys. 3. Schemat elektryczny miernika RMS**

mają identyczne parametry w każdej temperaturze otoczenia.

Wierne przeniesienie przez przetwornik sygnału okresowego oznacza odtworzenie na wyjściu, bez zniekształceń amplitudowych i fazowych, wszystkich składowych harmonicznych zawartych w jego widmie częstotliwości-

ściowym. W praktyce wystarczy uwzględnić skończoną liczbę składowych, tym większej im bardziej szybkozmienny jest sygnał. Dla przebiegu impulsowego prostokątnego o częstotliwości  $f$  i współczynniku wypełnienia  $\alpha$  ( $\alpha = t_i / T$ ,  $t_i$  – czas trwania impulsu,  $T = 1/f$  – okres), przyjmuje się minimalną częstot-



**Rys. 2.**  
Zmodyfikowany  
schemat  
przetwornika



Tablica 1

Zależność współczynnika wypełnienia od współczynnika kształtu  $F_c$

$F_c$	1	2	3	5	10	20
$\alpha$	1/2	1/5	1/10	1/26	1/101	1/401

liwość graniczną przetwornika  $f_g = f/\alpha$ . Na przykład, dla sygnału prostokątnego o częstotliwości 1 kHz i  $\alpha = 0,01$  częstotliwość graniczna  $f_g$  wynosi 100 kHz, a dla sygnału o częstotliwości 20 kHz –  $f_g = 2$  MHz.

Jednym z parametrów określających charakter sygnału okresowego jest współczynnik szczytu (*crest factor*)  $F_c$ , określony jako stosunek wartości szczytowej do skutecznej. Kilka odpowiadających sobie wartości współczynnika wypełnienia  $\alpha$  i współczynnika kształtu  $F_c$  zestawiono w tablicy 1. Dla sygnałów impulsowych prostokątnych bez składowej stałej zależność między  $F_c$  i  $\alpha$  podaje wzór:

$$F_c = \sqrt{\frac{1}{\alpha}} - 1$$

Przy dużych wartościach współczynnika  $F_c$ , sygnał ma charakter bardzo wąskich impulsów i jest wymagana duża szerokość pasma przenoszenia przetwornika, a zatem do praktycznej realizacji układu z rys.1 trzeba stosować wzmacniacze operacyjne o dużej szerokości pasma przenoszenia (kilka MHz) i dużej szybkości narastania sygnału wyjściowego ( $\geq 15$  V/ $\mu$ s).

Wyrażenie określające napięcie wyjściowe  $U_{wy}$  przetwornika (rys.1) wyprowadzono przy założeniu, że diody D1÷D4 mają identyczne parametry  $U_T$  (potencjał elektrokinetyczny) i  $I_0$  (prąd wsteczny). W praktyce ten warunek może być wystarczająco dokładnie spełniony po zastosowaniu diod wykonanych w jednej strukturze monokryształu krzemu. Schemat zmodyfikowanego układu jest przedstawiony na rys. 2. Diody D1÷D2 zastąpiono złączami baza-emiter tranzystorów T1 i T2. Ponieważ przez te złącza płynie prąd  $I_{we}$ , pierwszy wzmacniacz operacyjny będący w istocie przetwornikiem napięcie-prąd ( $U_{we} \rightarrow I_{D1,D2,D3,D4-C1}$ ) jest niepotrzebny.

Odpowiednio diody D3 i D4 zastąpiono złączami baza-emiter tranzystorów T3 i T4. Tranzystory T1÷T4 tworzą zwierciadło prądowe, zatem prąd płynący przez tranzystory T3 i T4 ma również wartość  $I_{we}$ . Drugie zwierciadło prądowe tworzą tranzystory T4 i T5. Tranzystor T5 zastępuje drugi wzmacniacz operacyjny. Uwagi dotyczące szerokości pasma przetwornika, parametrów diod i stałości cieplnej napięć

niezrównoważenia są nadal obowiązujące. Jeżeli tranzystory T1÷T5 znajdują się w jednej strukturze krzemowej, można oczekiwać spełnienia wymagań temperaturowej stałości parametrów przetwornika.

Do skonstruowania przetwornika według rysunku 2 wykorzystano układ scalony UL1111N składający się z pięciu tranzystorów.

### Opis układu

Schemat elektryczny miernika RMS z wykorzystaniem tego przetwornika jest przedstawiony na rys. 3. Układ składa się z trzech części:

- prostownika sygnału – układ scalony U2, tranzystory T1÷T4, kondensator C1, rezystory R1÷R5
- przetwornika RMS – układ scalony U1, kondensatory C2 i C3
- wzmacniacza wyjściowego – układ scalony U3, rezystory R6 i R7.

Elementy C1 i R5 tworzą filtr górnoprzepustowy. Stała czasu C1·R5 jest dobierana stosownie do najmniejszej z zakresu częstotliwości mierzonych sygnałów. Dla ujemnych wartości sygnału wejściowego wzmacniacz U2 i tranzystor T4 tworzą źródło o prądzie wyjściowym  $U_{we}/R_3$ , a prąd kolektora tranzystora T4 wpływa do przetwornika, tranzystory T1, T2 i T3 są zatkane. Dla dodatnich wartości sygnału wejściowego wzmacniacz U2 i tranzystor T1 tworzą źródło prądowe o wydajności równej także  $U_{we}/R_3$ , a tranzystor T4 jest zatkany. Odbiornikiem prądu kolektora T1 jest zwierciadło prądowe złożone z elementów T2, T3, R1 i R2. Prąd kolektora tranzystora T3 o bezwzględnej wartości równej  $U_{we}/R_3$  wpływa do przetwornika. Wyjściowy sygnał prądowy z przetwornika wartości skutecznej jest zamieniany w przetworniku prąd - napięcie, złożonym z U3, R6 i R7, na sygnał napięciowy.

### Uwagi projektowe

**Prąd wejściowy.** Wartość prądu wejściowego jest ustalana przez rezystor  $R_3$  i dla  $I_{we} = I_{zakres}$

powinna wynosić 100÷200  $\mu$ A.  $I_{we} = U_{we(zakres)}/R_3$ . Dla sinusoidalnego sygnału wejściowego  $U_{RMS} = 100$  mV i  $R_3 = 1$  k $\Omega$  prąd wejściowy ma wartość 100  $\mu$ A. Prąd wyjściowy przetwornika (prąd kolektora T5) dla  $I_{we} = 100$   $\mu$ A przyjmuje wartości, zależnie od egzemplarza UL1111, z przedziału od 90 do 97  $\mu$ A.

**Wzmacniacz operacyjny prostownika (U2).**

Dla większości zastosowań wystarczy użycie popularnego i taniego wzmacniacza operacyjnego z tranzystorami FET w stopniu wejściowym, np. typu LF355. Przy umiarkowanych wartościach rezystancji R5, określającej rezystancję wejściową układu, nie przekraczających 1 M $\Omega$ , błąd wprowadzany przez prądy polaryzujące jest pomijalnie mały. Błąd napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego kompensuje się za pomocą potencjometru R4.

**Wzmacniacz wyjściowy (U3).** Na ogół wystarczy zastosowanie popularnego wzmacniacza 741. Do dokładniejszych pomiarów, zwłaszcza dla małych zakresów  $U_{wy}$  powinien być zastosowany wzmacniacz operacyjny z małym i stabilnym temperaturowo napięciem niezrównoważenia, np. OP07.

Wartości rezystancji R7 i R6 oblicza się według wzorów:

$$R_7 + \frac{1}{2}R_6 = \frac{U_{wy}}{U_{we}} \cdot R_3; \quad R_6 = (0,3 - 0,5) \cdot R_7$$

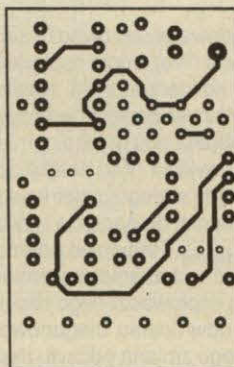
**Tranzystory T1÷T4** powinny charakteryzować się współczynnikiem wzmocnienia prądowego  $h_{21E}$  co najmniej 250.

**Pojemność kondensatora C2** zależy od dolnego zakresu mierzonych częstotliwości. Orientacyjne wartości C2 są przedstawione w tablicy 2. Większym wartościom C2 odpowiadają jednak dłuższe czasy ustalania się przetwornika. Należy o tym pamiętać przy ustalaniu wartości C2 i przyjmować wartość możliwie najmniejszą dla danego zastosowania. Warto zwrócić uwagę, że pojemność C3 jest pomijalnie mała w stosunku do C2.

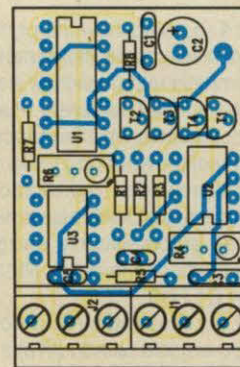
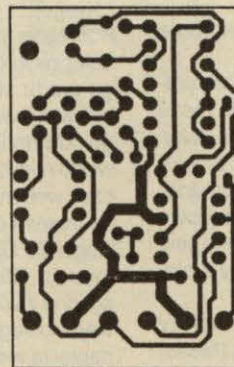
Tablica 2

Zależność dolnej częstotliwości granicznej od pojemności C2

$f_d$ [Hz]	470	100	47	22	10
C3 [ $\mu$ F]	1	4	10	20	50

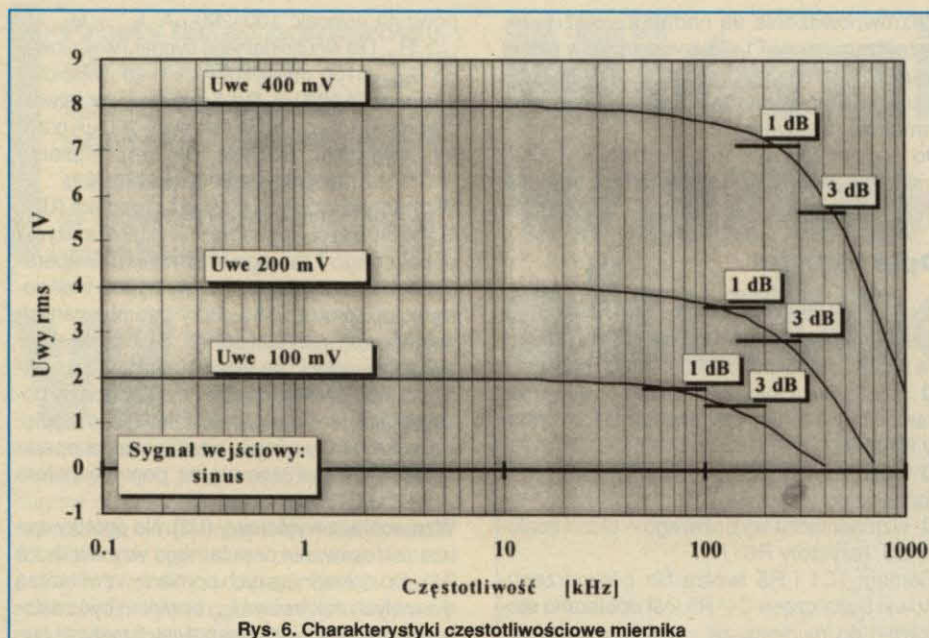


Rys. 4. Płytkę drukowaną miernika (skala 1:1)  
a – od strony elementów, b – od strony lutowania

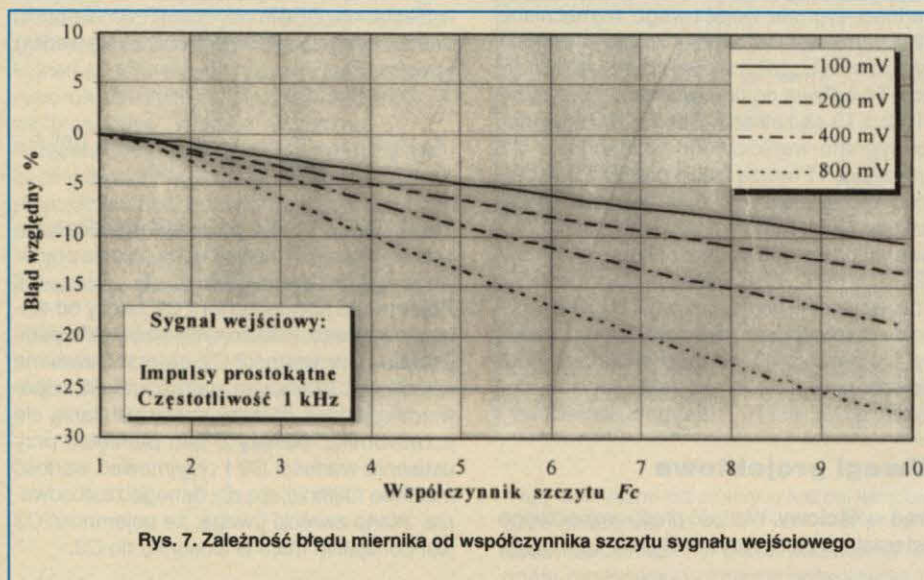


Rys. 5. Rozmieszczenie elementów na płytce





Rys. 6. Charakterystyki częstotliwościowe miernika



Rys. 7. Zależność błędu miernika od współczynnika szczytu sygnału wejściowego

## Montaż i uruchomienie

Na rys. 4 i 5 przedstawiono płytkę drukowaną oraz rozmieszczenie elementów. Uruchomienie układu składa się z dwóch etapów: zerowania i kalibracji. Kalibracja może być stałoprądowa lub zmiennoprądowa. Jeżeli nie ma kalibrowanego źródła napięć zmiennych przeprowadza się kalibrację stałoprądową. Zalecana jest kalibracja zmiennoprądowa ponieważ automatycznie uwzględnione jest tłumienie wnoszone przez filtr złożony z elementów C1 i R5.

W celu przeprowadzenia zerowania należy połączyć wejście układu (We) z masą (Masa) i do wyjścia (Wy) dołączyć woltomierz prądu stałego. Regulując potencjometrem R4 doprowadzić wartość napięcia wyjściowego do minimum, powinna ona być nie większa niż

0,2 % wartości maksymalnej (zakresu pomiarowego).

Kalibrację stałoprądową przeprowadza się po dołączeniu do wejścia (We) źródła napięciowego prądu stałego; kondensator C1 powinien być wtedy zwarty. Wartość napięcia wejściowego powinna być dobrana do zakresu pomiarowego miernika. Do wyjścia (Wy) należy dołączyć woltomierz prądu stałego o zakresie pomiarowym odpowiednim do napięcia wyjściowego dla  $U_{we} = U_{zakres}$ . Regulując potencjometrem R6 ustawić wskazanie woltomierza zgodne z wartością doprowadzonego napięcia wejściowego. Po odwróceniu biegunowości napięcia wejściowego zmiana odczytu napięcia na wyjściu nie powinna przekroczyć 0,5% wartości maksymalnej zakresu pomiarowego. Przy ustawianiu wartości  $U_{wy}$  należy uwzględnić tłumienie T jakie będzie wnosili

dla sygnałów zmiennych filtr R5, C1. Tłumienie to można obliczyć wg poniższych wzorów:

$$T = A / \sqrt{A^2 + 1}$$

$$A = 2\pi f_d R_5 C_1$$

przy czym  $f_d$  i  $f_g$  oznaczają odpowiednio dolną i górną częstotliwość graniczną zakresu sygnałów, dla których zaprojektowano miernik. Kalibrację zmiennoprądową przeprowadza się po usunięciu zwory z C<sub>1</sub> i dołączeniu do wejścia kalibrowanego źródła prądu przemiennego o napięciu dobranym stosownie do zakresu napięcia wejściowego miernika. Częstotliwość sygnału kalibrującego  $f_s$  powinna stanowić wartość średnią geometryczną z zakresu częstotliwości roboczych miernika, czyli:

$$f_s = \sqrt{f_d f_g}$$

przy czym  $f_d$  i  $f_g$  oznaczają odpowiednio dolną i górną częstotliwość graniczną zakresu mierzonych sygnałów.

Do wyjścia (Wy) należy dołączyć woltomierz prądu stałego o zakresie odpowiednim dla pełnego napięcia wyjściowego. Potencjometrem R6 należy ustawić wskazanie zgodne z wartością doprowadzonego napięcia wejściowego.

### Dodatkowe informacje o elementach

R4	20 kΩ	BOURNS Model 3296W
R6	10 kΩ	BOURNS Model 3296W
R1, R2	2 kΩ, 1%	
J1, J2	Listwa zaciskowa typ TB-002	

## Uzyskane wyniki

Na rys. 6 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe miernika przy różnych wartościach napięcia sygnału wejściowego, a na rys. 7 – zależność błędu miernika od współczynnika szczytu sygnału wejściowego, dla czterech wartości amplitudy wejściowego sygnału impulsów prostokątnych o częstotliwości 1 kHz.

Zmniejszenie błędu miernika dla większych wartości współczynnika szczytu można osiągnąć przez włączenie dodatkowego rezystora R<sub>d</sub> szeregowo ze złączami baza-emiter tranzystorów T1 i T2 (rys 7). Jego rezystancja nie powinna przekraczać 47 Ω. Rezystor R<sub>d</sub> powoduje zmianę współczynnika przenoszenia miernika  $U_{wy}/U_{we}$ . Dla wartości R<sub>d</sub> = 0 jego wartość jest równa  $U_{wy}/U_{we} = k(R_6 + R_7)/R_3$ , a więc funkcja  $U_{wy} = f(U_{we})$  jest liniowa. Dla R<sub>d</sub> ≠ 0, funkcja ta staje się nieliniowa, powodując zaniżenie wskazań miernika dla małych wartości  $U_{we}$ . Dla większości zastosowań miernika wartość R<sub>d</sub> powinna być równa zero. Rezystor ten jest uwzględniony na rysunku płytki drukowanej jako R8.

Jan Babicz

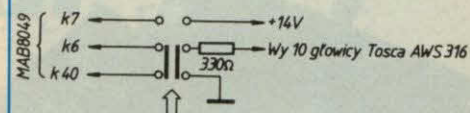


# Tuner AS946 jeszcze inaczej

**P**o przeczytaniu artykułu „Modyfikacja tunerów AS946/946A” (ReAV 6/1996) p. Bogdan Nowak napisał do nas list, w którym dzieli się swoimi doświadczeniami w tym zakresie. Autor opublikowanego artykułu - p. A. Musiał przestroił odbiornik na górne pasmo UKF i zmienił odczyt. Ja proponuję, kiedy już zasto-

suje się głowicę dwuzakresową Diora od odbiornika Tosca AWS 306, również zastosować przełącznik pasm dolne-górne (d. OIRT/CCIR) oraz przełączanie funkcji wyświetlacza (rys.1).

Uzyskane przy zastosowaniu rozwiązania opisanego w [1] sześć komórek pamięci to na obecnie potrzeby za mało. Ponadto proponuję powiększyć pamięć do 12 kanałów. Wymaga to wymiany mikroprocesora MAB8049 A220 na wersję MAB8049 A251 i wykonania nieskomplikowanych przeróbek, zaznaczonych na rys. 2 kolorem czerwonym. Wiąże się to ze zmianą panelu przedniego, bo potrzebny jest tam przycisk przełączający banki pamięci A/B. Rozwiązanie to powinno w okresie przejściowym (czyżne oba pasma UKF) zadowolić słuchaczy, bo nie będą musieli rezygnować ze słuchania stacji, które albo na górne pasmo



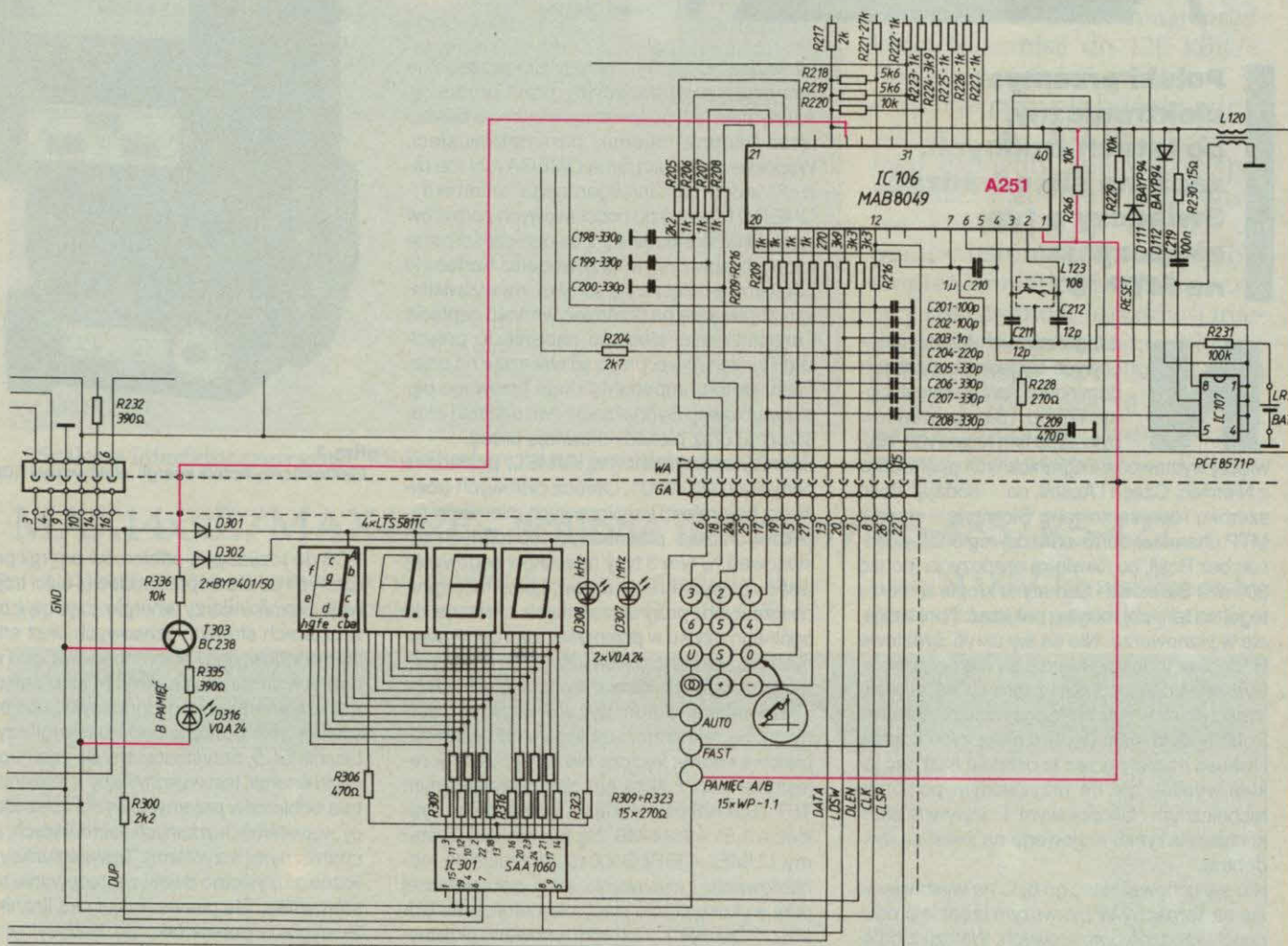
Rys. 1. Przełączanie mikroprocesora

przeszły, albo nadają tylko na nim. Chętnemu do takiej modyfikacji tunera odstąpię kompletną płytę tunera wraz z płytką sterowania i anteną ferrytową.

**Bogdan Nowak**

## LITERATURA

[1] Musiał A.: Modyfikacja tunerów AS946/946A. ReAV 6/1996





# Krajowa elektronika na Targach Poznańskich



Rys. 1. Miernik parametrów sieci OMER-01

**Polski przemysł elektroniczny, po latach trudnych, zaczyna się odradzać. Świadczy o tym ekspozycja na MTP '97.**

**N**a tegorocznych Międzynarodowych Targach Poznańskich dominował sprzęt inwestycyjny. Wśród 1841 wystawców było 1202 firm krajowych. Najwięcej wystawców zagranicznych pochodziło z Niemiec, Czech i Austrii, co – dodając dość szeroko reprezentowaną Słowację – nadaje MTP charakter coraz bardziej regionalny, jednak bez Rosji, bo niewielka ekspozycja (ponad 300 m<sup>2</sup>) Saratowa i Samary to kropla w morzu tego, co ten kraj mógłby pokazać. I pokazuje, ale w Hanowerze. Nie da się ukryć, światowe Hannover Industrie Messe są nie do pobicia. Była elektronika polska i zagraniczna, w większości przez kogoś w Polsce reprezentowana. Polskiej było mało (wysiłki niektórych rządów i fiskusa musiały przez te ostatnie 8 lat dać jakieś wyniki), ale na przyzwoitym poziomie technicznym i jakościowym. Pozytywne skutki otwarcia rynku krajowego na świat są ewidentne.

Kto się uchował i stać go było na wystawienie się na Targach? W pierwszym rzędzie producenci urządzeń pomiarowych. Walczą z dalekowschodnią i trochę zachodnią konkurencją (wystarczy przejrzeć strony ogłoszeniowe w ReAV), ale się trzymają. Szczęśliwie zostali na rynku dwa duże zakłady produkujące dawniej tylko sprzęt do pomiarów wielkości elektrycznych - LUMEL (Zielona Góra) i ERA (Warszawa), nie mylić z operatorem GSM.

Istniejące od 1926 r. zakłady Era w zasadzie utrzymują swój tradycyjny profil produkcji. Asortyment jest poszerzany, ostatnio o bardzo teraz "modne" mierniki parametrów sieci. Wspólnie z gdańską firmą OMEGA robi (na razie?) jeden typ "inteligentnego" miernika - OMER-01 (rys. 1) do podstawowych pomiarów sieci. Miernik składa się z dwóch części połączonych sprężystym przewodem. Końcówki pomiarowe dołącza się do sieci, na wyświetlaczu pojawia się na przemian wartość napięcia i częstotliwości sieci, po naciśnięciu przycisku *Pomiar Zp/yp*, przyrząd wskazuje na przemian wartość impedancji i kąta fazowego pętli zwarciowej. Sygnalizacje (wizualna i akustyczna) oraz blokady ułatwiają pracę.

Szerszy asortyment ma LUMEL, posiadacz certyfikatu ISO 9001. Oprócz cyfrowych (również z bargrafem) i analogowych mierników tablicowych oraz przenośnych do różnych zastosowań (w tym 3 typy mierników cęgowych) jest duży wybór regulatorów, także mikroprocesorowych, programowalnych zarówno do ogólnego użytku w przemyśle, jak i dedykowanych (np. do zamrażarek, urządzeń grzewczych, witryn chłodniczo-zamrażalniczych, schładzalników mleka, automatyzacji węzłów cieplnych). Są rejestratory tablicowe na taśmie papierową i nowy, jeszcze nie sprzedawany, rejestrator KD1 z ekranem ciekłokrystalicznym TFT 160x128 pikseli, zapisujący dane na dyskiecie 3,5" - 1,44 MB. Są też większe systemy. LUMEL-CIEPŁO 2.0 to narzędzie do monitorowania i sterowania sieci ciepłowniczej przy wykorzystaniu sieci telemetrycznej, LUMEL-POMIAR 1.0 to programowany przemysłowy system pomiarowy. Zakład i jego filie handlują też sprzętem do pomiarów przemysłowych innych firm (zachodnich) oraz giętkimi przewodami w silikonie.

Znany z produkcji liczników energii elektrycznej PAFAL (Świdnica) wystawiał wielofunkcyjny, elektroniczny licznik energii elektrycznej



Rys. 2. Elektroniczny licznik energii elektrycznej EC5

EC5 do rozliczania odbiorców energii przyłączonych do czteroprzewodowej sieci trójfazowej. Licznik mierzy energię czynną i bierną w czterech strefach czasowych oraz energię bierną indukcyjną i pojemnościową albo w wybranych strefach czasowych, albo całkowitą, a także energię bierną indukcyjną i pojemnościową tylko podczas poboru energii czynnej. Licznik EC5, przystosowany do zdalnego odczytu energii, jest wykonywany z rejestratorem (dla odbiorców przemysłowych) i bez (do pracy w systemach zdalnych i sumujących, z mechanicznymi liczydłami). Tę wielofunkcyjność licznika uzyskano dzięki zastosowaniu mikrosterownika. Na pierwszy rzut oka licznik (rys. 2) wygląda prawie tak, jak tradycyjny, zwłaszcza wersja z liczydłami mechanicznymi (nie wiara w elektronikę jest głęboko zakorzeniona w zakładach energetycznych, więc wolą mieć ją zdublowaną "kręciotkami").

Liczba firm wystawiających mierniki wielkości elektrycznych była duża, ale po bliższym przyjrzeniu okazało się, że większość z nich była re-

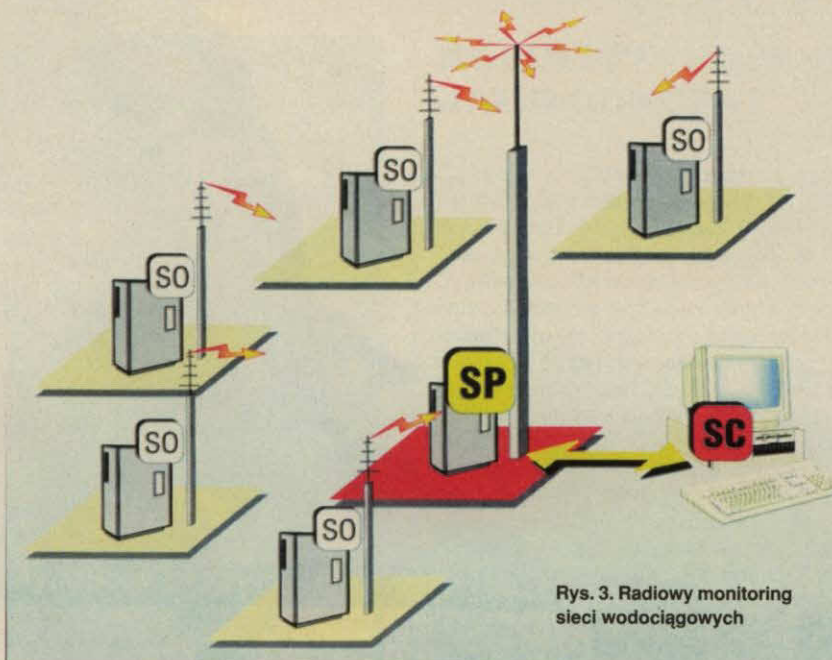


prezentantami firm zachodnich i eksponowała podobny asortyment.

Z konwencjonalnej elektroniki domowej były właściwie tylko ściemniacze i automat schodowy z FSE KONTAKT S.A. (Czechowice-Dziedzice). Poza modernizacjami wzorniczymi znanych od wielu lat ściemniaczy RS 2 i RS 6 (wersje „plus”) wystawiono m.in. ściemniacz dotykowy RSW 1 do wbudowania w lampę z żarówką do 180 W, sterowany przez dotknięcie obudowy lampy lub oprawy. Nowa jest też oferta gniazd antenowych RTV wg IEC oraz gniazd teleinformatycznych, stanowiących część systemu elektroinstalacyjnego KONTAKT 2000. Są to: 6-stykowe gniazdo telefoniczne GTC typu Modular Jack, gniazdo komputerowe GBC do sieci Ethernet (właściwie jest to gniazdo BNC) oraz 8-stykowe G3C i G5C do sieci na skrętce 4-parowej, a także gniazda telefoniczno-komputerowe (mieszane).

Ekspozycja krajowych podzespołów elektronicznych wyraźnie wykazuje, że w tej branży pozostały tylko przekąźniki i transformatory, te ostatnie wystawiane przez produkujące w kraju firmy SI Powstaniec, Zatra, Trafber, Breve-Turfvassons, dtw-elektronika. Breve-Turfvassons wystawiał nawet transformatory elektroniczne do halogenów, ale wyprodukowane w Szwecji. Przekąźniki wystawiał niezawodny Relpol S.A. Ich asortyment jest ciągle poszerzany. Seria przekąźników czasowych *trend* obejmuje już 23 typy, seria przekąźników *trend/front* – 15 typów. Nic więc dziwnego, że katalog przekąźników elektromagnetycznych to już gruba książka i co roku wchodzi do niej nowość. W tym roku są to, np. czułe (0,4 W/0,7÷1,5 V) przekąźniki prądu stałego RM-84, RM-85 i RM-87 (odpowiednio 2P, 1P, 1P) do obwodów drukowanych, o wysokości obudowy zaledwie 15,7 mm i prądach przełączania odpowiednio 8, 12 i 8 A przy napięciu zmiennym 250/440 V.

Lepiej wygląda krajowa oferta urządzeń pomiarowych specjalizowanych, stanowiących dziś integralną część systemów automatyki. Fabryka Wodomierzy i Zegarów „Metron” (Toruń) oferowała mierniki energii elektrycznej i ciepłej, programatory, zegary kwarcowe sterujące i sterowane radiowo. Wszystko w ramach kompleksowej oferty miernictwa energii cieplnej. MERA-Pnefal S.A. pokazała ciekawy



Rys. 3. Radiowy monitoring sieci wodociągowych

system radiowego całodobowego monitoringu sieci wodociągowych i ciepłych. Wszelkie przecieki i nieprawidłowości zostają w nim szybko zlokalizowane przez terenowe stacje obiektowe zbierające informacje z czujników i przekazane przez radio za pośrednictwem stacji przekąźnikowej SP do stacji centralnej SC (rys. 3). Taki system działa już w Bydgoszczy, a w przyszłości będzie instalowany w całych wodociągach. Jest on bardzo wygodny – przychodzi sygnał, od razu wiadomo, gdzie jest przeciek, brygada naprawcza zamiast kopać „w czasoprzestrzeni” (od słupka do godz. 16.00) od razu otwiera miejsce uszkodzenia.

Również z MERA-Pnefal S.A. pochodzi mikroprocesorowy, programowalny regulator temperatury pomieszczeń Chronos-1 (rys. 4). Steruje każdą możliwą instalacją grzejną, a unikalny system regulacji zapewnia wysoką stabilność temperatury. W ciągu dnia można zaprogramować cztery strefy ogrzewania o różnych temperaturach.

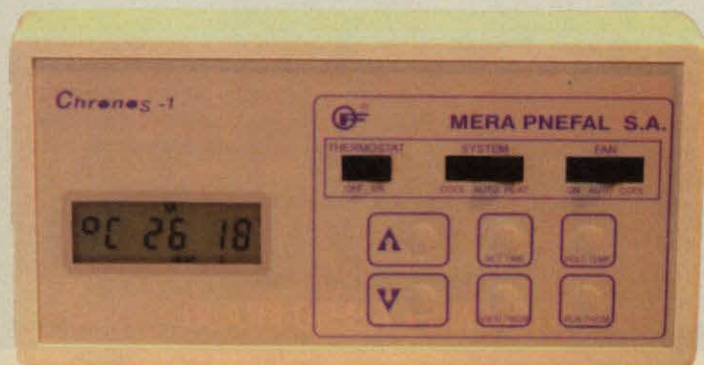
Zupełnie dobrze wyglądała krajowa ekspozycja czujników i ich zastosowań. Było dużo firm i szeroki asortyment. Mamy na rynku w zasadzie pełną ofertę czujników temperatury

wykorzystujących termopary powszechnie stosowanych typów, rezystory termometryczne, termistory i pozystory, czujniki ciśnienia (piezoelektryczne, piezorezystancyjne, tensometryczne), przemieszczenia i ruchu (indukcyjne), położenia (optoelektroniczne, indukcyjne) przesunięcia kątownego (resolwerowe), poziomu (piezorezystancyjne), wilgotności. Co warto podkreślić, część przetworników jest produkowana w kraju. Firma Lima-Therm z Limanowej przygotowuje np. produkcję sondy lambda SL-A, bez której nie pojedzie dziś żaden z nowo zarejestrowanych samochodów. Lista ofert zagranicznych była zresztą jeszcze dłuższa.

Na koniec parę ciekawostek z zaplecza badawczo-rozwojowego. Przemysłowy Instytut Elektroniki (Warszawa) pokazał automatyczny analizator siarki i węgla w paliwach stałych, metodą absorpcji promieniowania podczerwonego przez  $SO_2$  i  $CO_2$ , mierzący w zakresie 0÷5% (siarka) i 0÷100% (węgiel). Określoną ilość paliwa spala się w strumieniu tlenu, po obróbce sygnałów przez czujniki na ekranie komputera PC wyświetla się bezpośredni wynik.

Z Ośrodka Badawczo-Rozwojowego Automatyki i Urządzeń Precyzyjnych (Łódź) pochodzi anemometr A-1200 M1 – przyrząd do cyfrowego pomiaru średniej prędkości przepływu powietrza, np. w tunelach, szybach czy przy pomiarach meteorologicznych. Jest to mikroprocesorowy przyrząd z przetwornikiem-turbiną na szafirowych łożyskach, obroty turbinki są zliczane przez licznik elektroniczny. Cykl pomiarowy można wybierać w zakresie 2÷99 s. Odmierzanie czasu pomiaru, przeliczanie i wyświetlanie wyniku odbywa się automatycznie. Miernik ma dwa zakresy pomiarowe: 5÷20 m/s i 20÷100 m/s z błędem do 2% wartości mierzonej. Zasilanie bateryjne, masa 350 g.

Leon Kossobudzki



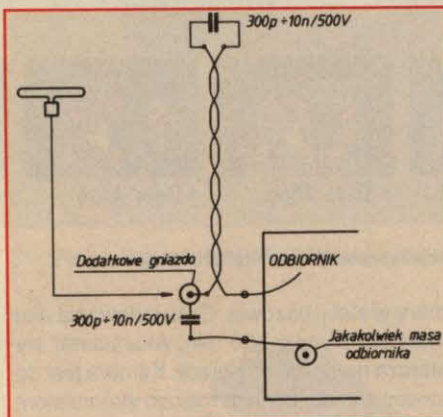
Rys. 4. Programowalny regulator Chronos-1



# Zewnętrzna antena do odbiornika FM

**Warunkiem dobrego odbioru audycji stereofonicznych jest silny sygnał stacji nadawczych. Do uzyskania takiego sygnału potrzebna jest najczęściej zewnętrzna antena ... i tu zaczynają się kłopoty.**

**Z**ewnętrzna antena to albo indywidualna instalacja – mniej lub bardziej rozbudowana – albo specjalne "gniazdko radiowe" – w przypadku instalacji zbiorczych. Instalacją zbiorczą jest najczęściej sieć telewizji kablowej obejmująca również naziemne i satelitarne programy radiowe. Nie ma kłopotów z dołączaniem zewnętrznej anteny do tunera, który ma gniazdko antenowe 75 Ω. Trudniej sobie poradzić z tunerami, w których producent, zamiast gniazdka antenowego, zainstalował na stałe kawałek przewodu, spełniającego funkcję anteny. Użytkownik takiego sprzętu może oczywiście odciąć przewód, wywiercić otwór w obudowie, założyć gniazdko IEC, kupione w najbliższym sklepie, ale takie postępowanie, oprócz innych wad, wiąże się z utratą gwarancji. Nieco łatwiej jest w przypadku przenośnych radiomagnetofonów i odbiorników wyposażonych w anteny teleskopowe, gniazdo bowiem można dołączyć (przez kondensator separujący!) do złożonej anteny. Bezpośrednie dołączenie gniazda antenowego do końca przewodu też może nie dać dobrych wyników, gdyż własny rezonans takiego zestawu, selektywnie tłumiący sygnał może



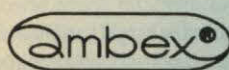
wypaść akurat dla zestawu odbieranych częstotliwości. Na szczęście rozwiązanie jest dosyć proste. Gniazdo antenowe (IEC, takie same jak w telewizorach) trzeba oczywiście kupić. Oprócz gniazda będą potrzebne dwa wysokonapięciowe ceramiczne kondensatory separujące, o pojemności od 300 pF do 10 nF i napięciu przebicia co najmniej 500 V. Kondensatory takie również są stosowane w telewizorach do separacji gniazd antenowych. Potrzebny będzie także odcinek izolowanego przewodu o długości i średnicy w przybliżeniu równych długości i średnicy przewodu stanowiącego dotychczasową antenę odbiornika. Obydwa przewody należy skrócić ze sobą (ok. 1 skrętka/cm) i połączyć przez kondensator, tak jak na schemacie. Kondensator musi być bezwzględnie zastosowany, również w przypadku dołączenia gniazda do odciętego przewodu lub anteny teleskopowej. Skręcone przewody oraz kondensator tworzą odcinek symetrycznej linii długiej, zwartej na końcu. Zaciski wejściowe tej linii są włączone szeregowo między gniazdem antenowym a obwodami wejściowymi odbiornika. Linia zachowuje się jak obwód rezonansowy, którego impedancja jest mała dla odbieranych sy-

gnatów. Jeśli długość skrętki wynosi ok. 110 cm, to sygnały o częstotliwościach z zakresu 66+108 MHz nie są tłumione więcej niż o 3 dB (minimum tłumienia leży w środku zakresu). Efektem skrócenia odcinka linii będzie przesunięcie w górę zakresu przepuszczalnych częstotliwości, wydłużenia zaś przesunięcie w dół. Długość skrętki nie powinna jednak bardzo odbiegać od podanej wyżej wartości. Sposób ułożenia skrętki nie ma znaczenia, można ją np. zwinąć tak, aby nie zajmowała dużo miejsca.

Zastosowanie skrętki umożliwia dołączenie "gorącego" przewodu gniazda. Pozostaje jeszcze przyłączenie masy. Można do tego celu wykorzystać gniazdo głośnikowe, a jeśli go nie ma, to gniazdo słuchawkowe. Przewód połączeniowy powinien być możliwie krótki. Jak już wspomniano poprzednio, ani sposób wykonania połączenia, ani wartości elementów nie są krytyczne i poprawne wykonanie układu jest bardzo łatwe. Należy jednak podkreślić, że bezpośrednio (bez kondensatorów separujących) dołączenie anteny do odbiornika grozi uszkodzeniem odbiornika, szczególnie w przypadku stosowania anten zbiorczych. Do sieci telewizji kablowej jest dołączonych wiele odbiorników telewizyjnych o różnym stopniu separacji gniazd antenowych. Napięcia pochodzące z takiej sieci mogą uszkodzić układy tunera, który na pewno nie ma żadnych zabezpieczeń, skoro nie ma nawet gniazda antenowego.

Prostota układów wejściowych tanich tunerów może być źródłem jeszcze innych kłopotów. Odbiornik może nie być odporny na silne sygnały, szczególnie w przypadku dużej liczby silnych nadajników. Mogą się pojawić przesłuchy (modulacja skrośna) oraz wielokrotny odbiór (w wielu miejscach skali) tej samej stacji. Usunięcie tych niepożądanych efektów może być trudne, a w przypadku urządzeń bardzo niskiej jakości niemożliwe. Jedynym sposobem jest obniżenie poziomu sygnału docierającego do odbiornika, np. przez włączenie tłumika przed gniazdem antenowym, co pogorszy jakość odbioru słabszych stacji, jeśli sygnały docierające do odbiornika mają nierówny poziom. Jeżeli zakłócenia są spowodowane przez silne stacje telewizyjne (wyraźnie słyszalny "warkot"), to skuteczne może być zastosowanie filtrów, wycinających sygnały spoza zakresu UKF FM.

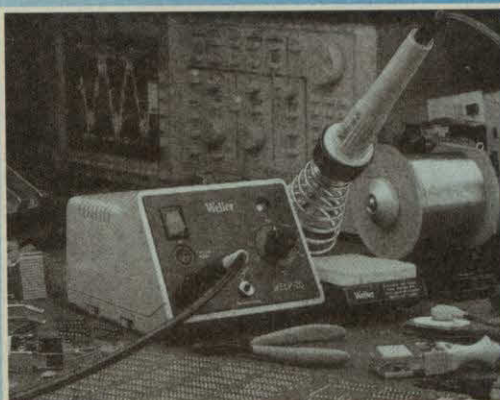
Lech Bury



**Ambex PPH Sp. z o.o.**  
autoryzowany  
dystrybutor

**oferuje pełne wyposażenie stanowisk pracy dla elektroników:**

- ✓ lutownice i stacje lutownicze **Weller**
- ✓ narzędzia **Erem** i **Xcelite**
- ✓ manipulatory i automaty do montażu powierzchniowego **Dima**
- ✓ urządzenia do cięcia i krępowania elementów **Olamet**
- ✓ materiały antystatyczne **Bondline**
- ✓ środki chemiczne dla elektroniki **Cramolin**
- ✓ narzędzia, złącza i elementy **Thomas & Betts**



**Zapraszamy do naszej firmy**

**02-321 Warszawa,  
ul. Kosińska 10a,**

**tel. (0-22) 668-6-668,  
668-6-188, 659-74-82  
fax (0-22) 668-6-164**

**od pon. do pt.  
w godz. 9-17**

**Na życzenie Klienta prowadzimy prezentacje sprzętu i wysyłamy bezpłatne katalogi. Prowadzimy sprzedaż wysyłkową**



# Co to jest "ukryty cal" ?



**CS-721APT**



**... Zobaczysz więcej.**

Obraz widziany w konwencjonalnym telewizorze nie jest obrazem tego samego rozmiaru, co obraz nadawany przez stację telewizyjną. Wprowadzenie World Best Plus - przełomowego telewizora z szerszym ekranem pozwala widzowi na oglądanie oryginalnego obrazu telewizyjnego, takiego jakim widzi go kamera.

Zapraszamy Państwa do zobaczenia tego, co traciliście bez "ukrytego cala", który może zapewnić Wam tylko telewizor Samsung World Best Plus.

**ZAPRASZAMY PAŃSTWA DO SKLEPÓW RTV NA TERENIE CAŁEGO KRAJU**

**SAMSUNG**  
ELECTRONICS

**SAMSUNG ELECTRONICS POLSKA Sp. z o.o.**  
**OCHOTA OFFICE PARK**  
Al. Jerozolimskie 181, 02-222 Warszawa  
Tel. +48 22 608 44 00, fax +48 22 608 44 01